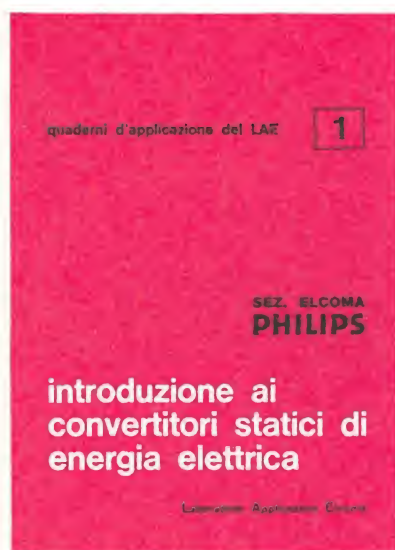
TV-6 pollici
KOALA

è un prodotto Effepi

PHILIPS **Sez. ELCOMA**

QUADERNI DI APPLICAZIONE ELCOMA

Introduzione ai convertitori statici di energia elettrica
(A. Bolzani, O. Brugnani, P. Pennati)

Riassume i problemi che si incontrano nell'affrontare questa nuova branca dell'elettronica, dandone spiegazione e suggerendone soluzioni con finalità essenzialmente pratiche.

Introduzione alla tecnica operazionale
(C. Bottazzi)

È rivolta principalmente a coloro che si occupano di controlli e di regolazioni elettroniche. Questi tecnici avranno avuto modo di constatare che la miniaturizzazione dei circuiti e la diminuzione costante del costo delle loro parti componenti sono state le premesse indispensabili per l'applicazione generalizzata di tecniche molto avanzate e fino a qualche tempo fa utilizzate solo sui calcolatori numerici ed analogici. Il contenuto di questa pubblicazione è limitato alle tecniche analogiche ed alle moderne unità operazionali con le quali si realizzano queste tecniche.

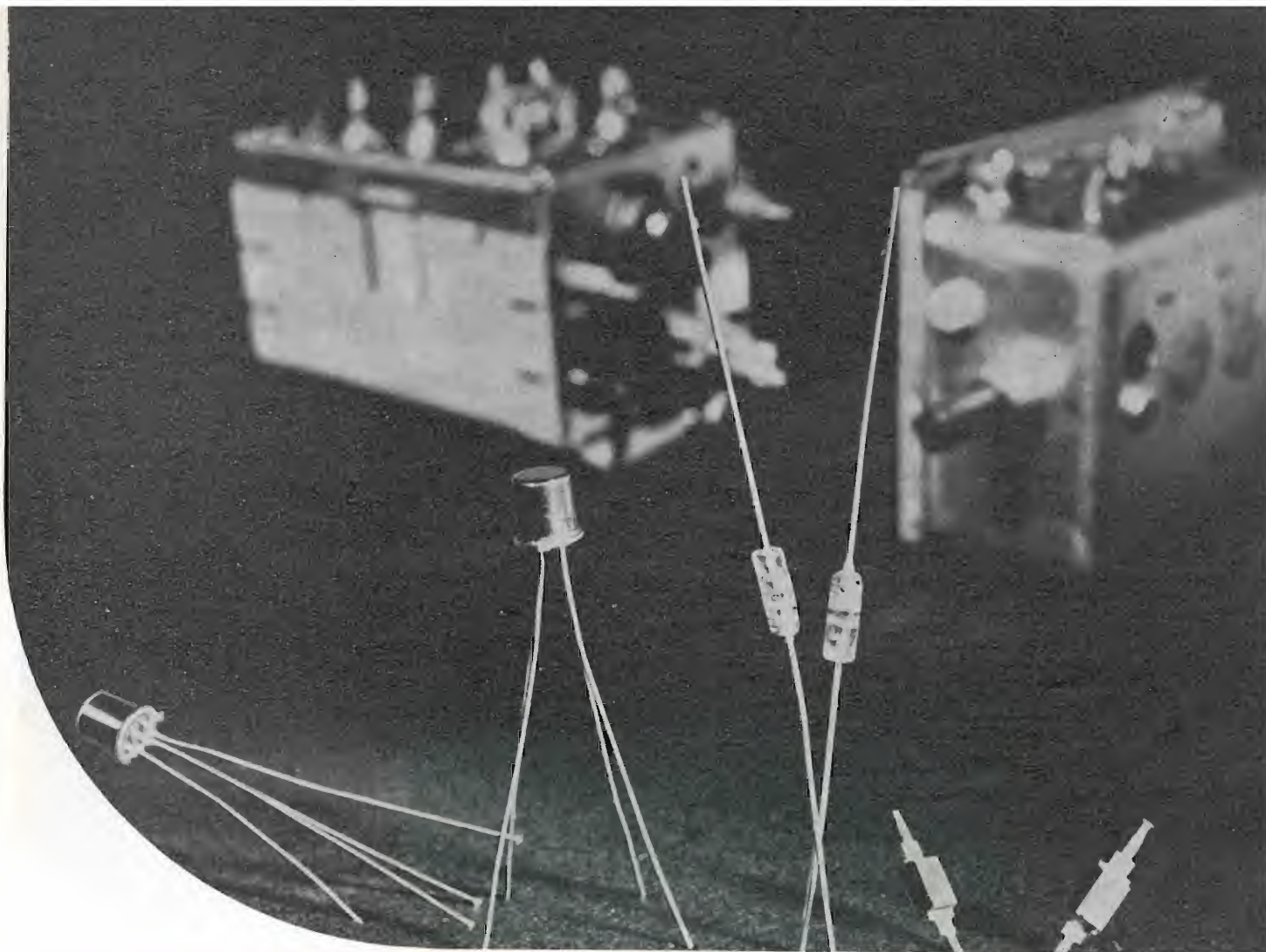
Prospettive sui controlli elettronici
(G. Andreini)

Dà un quadro dei principi, delle tecniche e delle tecnologie oggi disponibili per la progettazione e la realizzazione di circuiti, apparecchiature ed impianti elettronici industriali. A tal fine nella prima parte viene richiamata la teoria classica della regolazione automatica lineare. Segue quindi nella seconda parte un'introduzione ai sistemi non lineari, dove vengono considerate sia le non linearità accidentali che quelle intenzionali, con un cenno ai sistemi di regolazione adattativi. La terza parte espone i fondamenti della tecnica operazionale, mettendo in rilievo i pregi della tecnica analogica per la realizzazione di sistemi di piccola e media dimensione. La quarta parte infine presenta i circuiti integrati come il più potente mezzo mai messo a disposizione dalla tecnologia elettronica.

Introduzione all'impiego dei magneti permanenti
(G. Pellizzer)

Si propone di chiarire il modo ottimale di utilizzazione dei magneti permanenti nelle più importanti applicazioni attuali. A tale scopo vengono dapprima illustrati i principi teorici del fenomeno magnetico, indi si passa ad una rassegna dei principali metodi di magnetizzazione, smagnetizzazione e taratura, per giungere infine alle applicazioni particolari. Queste applicazioni rispecchiano l'attività svolta nel settore materiali del LAE - Laboratorio Applicazioni Elcoma della Philips S.p.A.

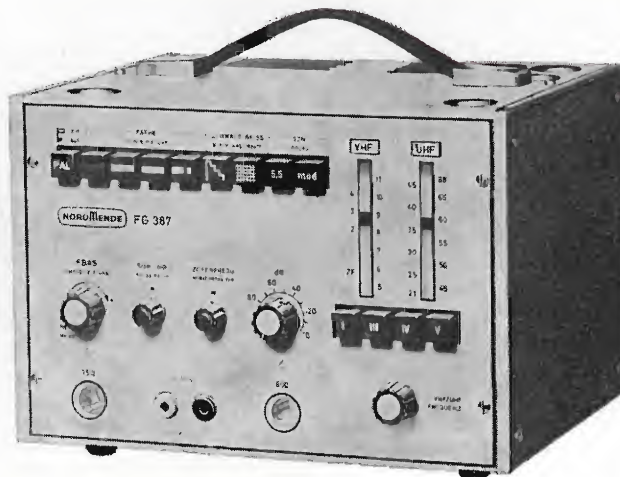
I quaderni di applicazione sono in vendita al prezzo di L. 2.000 cadauno e possono essere richiesti alla "Biblioteca Tecnica Philips" Piazza IV Novembre, 3 20124 Milano

PHILIPS S.p.A. - **SEZ. ELCOMA**
Piazza IV Novembre, 3 - 20124 Milano - telefono 6994

UNO STRUMENTO NUOVO PER UNA TECNICA MODERNA

Oltre 10.000 FG 387 venduti in Europa costituiscono la prova migliore della qualità NordMende Electronics

GENERATORE PER LABORATORIO TVC
tipo FG 387 (nuova esecuzione)

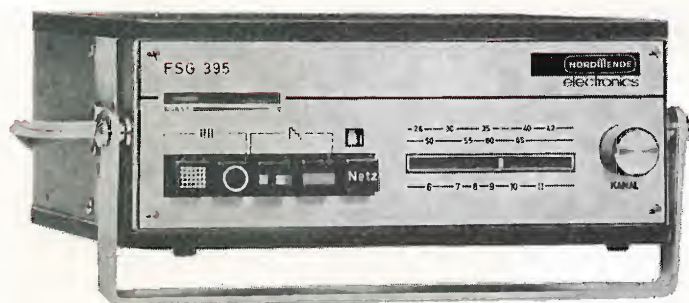
Sistema PAL/NTSC

- 6 barre cromatiche standard esattamente codificate in luminanza e crominanza
- 3 pagine di colore fondamentale miscelabili fra loro
- Reticolo costituito da 12 righe orizzontali e 15 righe verticali
- Sottoportane di colore 4,433618 MHz $\pm 10^{-5}$ generata a quarzo
- Frequenza di quadro: 50 Hz esatti; agganciata alla frequenza di riga
- Frequenza di riga 15625 Hz regolabile $\pm$ 4 % (stabilizzata $\pm 10^{-3}$ su reticolo)
- Ampiezza sincronismi regolabile dal 20 al 160% (75/5$\pm$75/40)
- Scala dei grigi composta da 6 barre esattamente codificate in luminanza
- Segnale video composito completo regolabile max $\pm$ 1,3 Vptp su 75 Ohm
- Portante Audio 5,5 MHz $\pm$ 0,1 % (disinseribile)
- Modulazione FM 1 kHz (disinseribile)
- Portante HF modulata con linearità migliore 0,5 %
- Frequenza HF selezionabile in FI - bande I - III - IV e V
- Tensione HF di uscita regolabile da $\sim$ 1 μV a $>$ 10 mV (80 dB)
- Alimentazione 220/110 V - 50 Hz - 18 VA
- Dimensioni 240 x 160 x 195 mm.
- Peso 4,5 kg.

.....e per la taratura visiva del TVC

FSG 395

Netz

GENERATORE PER SERVICE TVC
tipo FSG 395

- Barre di colore +(R-Y) 90°; —(R-Y)$\pm$270°; +(B-Y) 360°; —(B-Y) 180°; Precisione $\pm$ 2,5°
- Contenuto costante di luminanza: 20 %
- Superfice grigia per il controllo e taratura visiva di tutte le funzioni cromatiche del TVC
- Superfice rossa: per verifica purezza colore
- Reticolo costituito da 10 righe orizzontali ed 11 righe verticali
- Possibilità di ottenere separatamente le righe verticali od orizzontali
- Raster a punti con 2 cerchi elettronici
- Sottoportante di colore 4,433618 MHz $\pm 10^{-5}$ generata a quarzo
- Frequenza di riga: 15.625 Hz $\pm 3 \cdot 10^{-3}$
- Frequenza di quadro: 50 Hz esatti; agganciata alla frequenza di riga
- Scala dei grigi costituita da 12 barre di eguale ampiezza dal bianco al nero
- Uscita segnale video composito completo 1 Vptp su 1 kOhm
- Uscita portante RF su 240 Ohm
- Alimentazione 220/110 V - 50 Hz - 8 VA
- Dimensioni 195 x 80 x 160 mm.
- Peso 3 kg.

Altri strumenti di produzione NordMende: Oscilloscopi, Vobulatori, Voltmetri elettronici, Generatori BF - HF, Distorsiometri, Codificatori stereo. Alimentatori CA e CC, Attenuatori, Monitori BN e Colore.

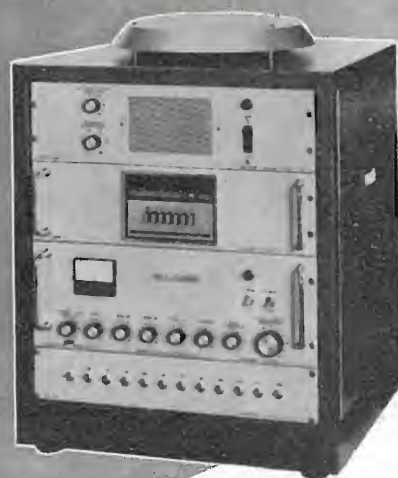
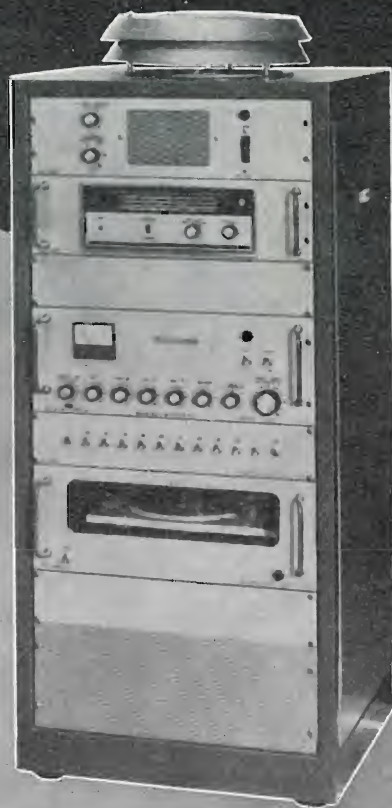
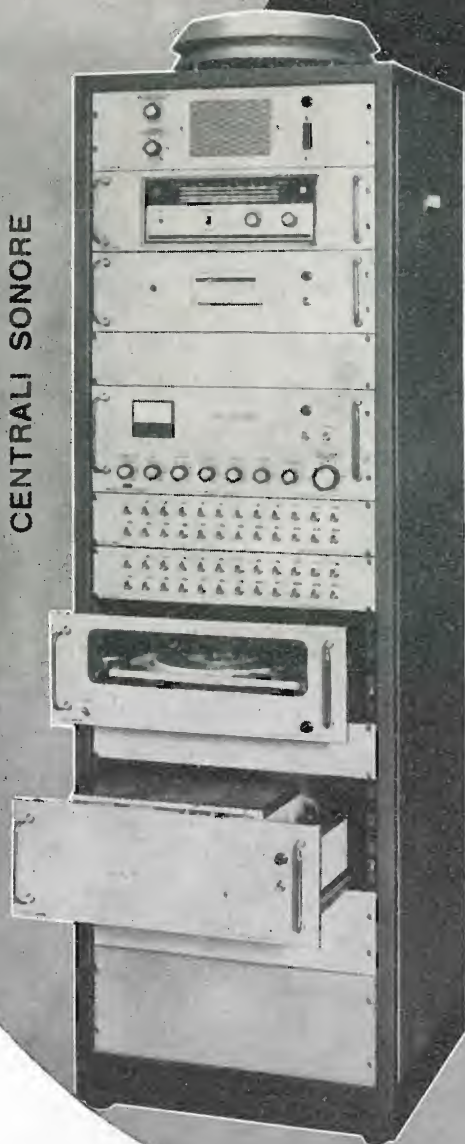
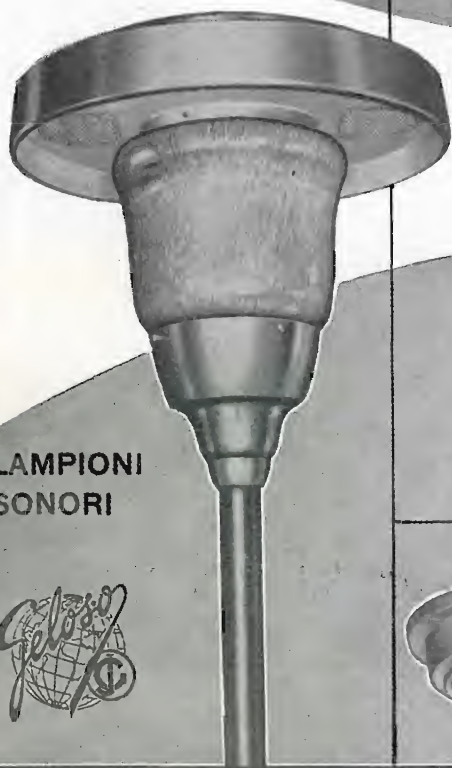
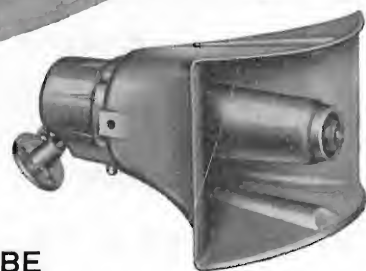
È disponibile la pubblicazione: « Impiego pratico del generatore di barre di colore ». Agli interessati che ne faranno richiesta verrà inviata in contrassegno di L. 800.

NORDMENDE - Bremen
Rappresentanza Generale per l'Italia:

Ditta Ing. OSCAR ROJE

20123 Milano - Via T. Tasso, 7
Tel. 432.241/462.319/483.230

00187 Roma - Via Di Porta Pinciana, 4
Tel. 465.630/480.029

GELOSO
IMPIANTI DI AMPLIFICAZIONE
PER GRANDI MAGAZZINI - SUPERMERCATI - ALBERGHI
COMUNITÀ - CENTRI SPORTIVI -
STABILIMENTI INDUSTRIALI - AREE ALL'APERTO
La Geloso produce una completa gamma di amplificatori, centrali sonore, microfoni, altoparlanti e componenti accessori, con i quali è possibile risolvere razionalmente qualsiasi problema di diffusione sonora. Tecnici audio specializzati sono a disposizione per fornire consulenze e preventivi e assistono ogni installazione.
CENTRALI SONORE
TROMBE ESPONENZIALI
ALTOPARLANTI IN CASSETTA E A COLONNA
MICROFONI
LAMPIONI SONORI
GELOSO S. p. A. - Viale Brenta, 29 - 20139 MILANO

Hirschmann

E' possibile vedere 2 mV/div-10 MHz ad un basso prezzo?

Sì, con il nuovo oscilloscopio **portatile** PHILIPS PM 3200, preciso e semplice

Il PM 3200 rappresenta un notevole passo in avanti nella progettazione di un oscilloscopio a basso costo ma di alte prestazioni, di precisione e di facile impiego. Tutto ciò ad un prezzo pari a metà di quello che vi aspettereste di pagare.

Aumentate prestazioni. Misura qualsiasi segnale su una scala dei tempi fra 100 ns/div. e 0,5 s/div. Consente l'osservazione senza distorsioni di segnali di pochi millivolt o di parte di oscillogrammi la cui ampiezza è pari a 3 volte l'altezza dello schermo. Adatto per la maggior parte delle misure di routine.

Facilità di funzionamento. È possibile eseguire una misura con una traccia stabile subito dopo l'accensione; instabilità, rumore e deriva sono eliminati in tutte le normali applicazioni da un amplificatore di nuovo progetto. Bilanciamento c.c. automatico; nessun comando da regolare.

Trigger automatico. Il livello di sincronizzazione viene ricavato dal segnale e consente un funzionamento più facile e più rapido; nessun comando continuo da regolare. La base dei tempi rimane stabile fino a frequenze oltre i 10 MHz.

Portatile. Il PM 3200 è compatto, robusto e sicuro. Funziona con rete c.a., con sorgente c.c. a 24 V o con batterie ricaricabili da fissare posteriormente allo strumento.

Unico nel suo genere. L'oscilloscopio PHILIPS PM 3200 costituisce un nuovo termine di paragone per prestazioni da 0 a 10 MHz. Nuove possibilità d'impiego in tutti i campi d'applicazione, nei laboratori, nell'assistenza ad impianti ed apparecchiature, nella produzione e nell'insegnamento.
Per ulteriori informazioni richiedete le caratteristiche dettagliate.

Philips S.p.A. - Rep. PIT/EMA
P.zza IV Novembre, 3 - 20124 Milano - tel. 6994

PHILIPS

Giugno 1970 - ANNO XLII **6**

RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA

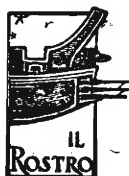
Proprietà EDITRICE IL ROSTRO S.A.S.

Direttore responsabile Alfonso Giovene

SOMMARIO

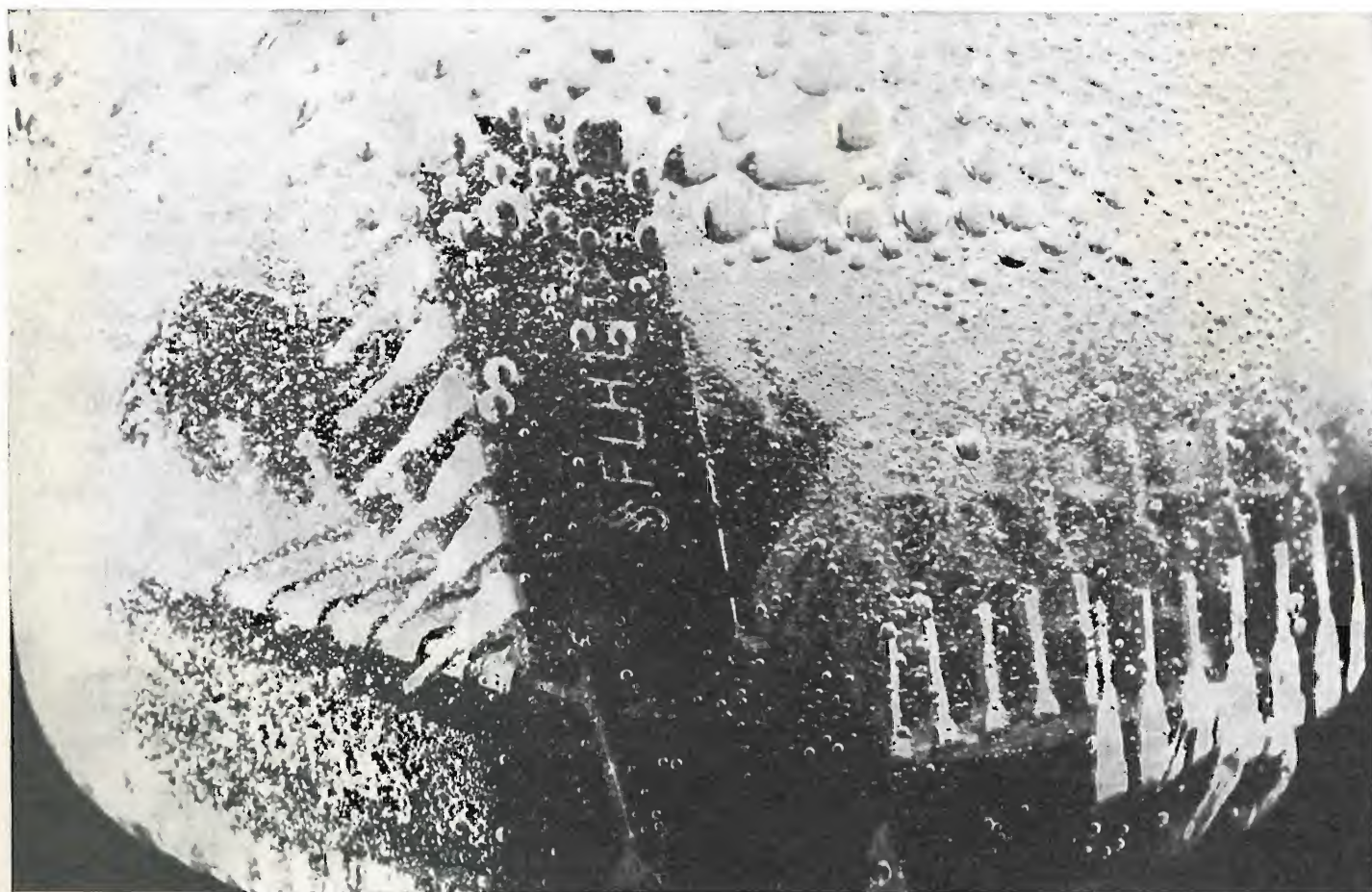
A. Nicolich	205	Anticipazione sulle manifestazioni elettroniche settembrine milanesi
M. Cominetti	206	I transistori unipolari ad effetto di campo
	210	Impiego del generatore di barre di colore FG 387 Nord Mende (Parte seconda)
	222	Planox: nuovo processo di produzione dei circuiti integrati
	223	Attenuatori di potenza tarati a 3 GHz
	223	Completate le assunzioni alla Eltel di Palermo
	224	Un'industria in crescente sviluppo: micromoduli, miscroschede, microeditori
	224	SIP - Società Italiana per l'esercizio telefonico p.a.
	224	Italcable
	225	Incontro con Telefunken
O. Czeczott	226	L'antenna Yagi lunga: considerazioni e costruzione
A. Contoni	232	Schema a blocchi del ricetrasmettitore Belcom CM-101-F 10w a 151÷162MHz
A. Turrini	235	Amplificatore audio in classe A con bassissima distorsione
a. n.; a. f.	244	A colloquio coi lettori

Direzione, Redazione
Amministrazione
Uffici pubblicitari

VIA MONTE GENEROSO 6/a - 20155 MILANO - Telefoni 32.15.42 - 32.27.93
C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica *"l'antenna"* si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato L. 500, l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica L. 5.000, estero L. 10.000. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. 50, anche in francobolli.

Autorizz. del Tribunale di Milano 9-9-1948 n. 464 del Registro - Tipografia Edizioni Tecniche - Milano - Via Baldo degli Ubaldi 6
Diffusione: DI PRESS - Corso Lodi, 47 - 20139 Milano - Tel. 542.013

Tema: circuiti integrati

L'acqua bollente è troppo fredda per i circuiti integrati della Siemens

Questa affermazione potrà apparire esagerata ma è l'esatta conclusione a cui siamo pervenuti dopo aver fatto « bollire » i nostri circuiti integrati.
Per esaminare il loro comportamento alle alte temperature, essi vengono normalmente sottoposti ad una serie di severe e complesse prove di laboratorio. La prova che ci ha sbalorditi ed in un certo senso incuriositi è stata quella della banale « bollitura », alla quale sono stati sottoposti, per diverse ore, i nostri componenti.
Il risultato è stato sorprendente!
Non solo la custodia è rimasta intatta ma anche le caratteristiche elettriche sono rimaste inalterate. Abbiamo quindi potuto concludere soltanto questo: l'acqua bollente è troppo fredda per i circuiti integrati della Siemens.

SIEMENS ELETTRA S.P.A. - MILANO

dott. ing. Antonio Nicolich

Anticipazioni sulle manifestazioni elettroniche settembrine milanesi

Non sembri fuori luogo l'intrattenersi, a questa data, un tantino sull'argomento delle Mostre. Il calendario prevede dall'8 al 13 settembre p.v. i i seguenti avvenimenti nei padiglioni della Fiera campionaria di Milano:
35ª Mostra Nazionale Radio e Televisione nel padiglione « Meccanica 7 »
7º Salone Internazionale Componenti, Strumenti di misura elettronici e accessori - padiglione « Meccanica 7 »
7ª Esposizione Europea Elettrodomestici - padiglioni 13 e 18.
Inoltre, nell'ambito del 7º Salone Componenti, avrà luogo, nei giorni 9 e 10 settembre p. v., l'8º Convegno Tecnico Componenti Elettronici, dove illustri Esperti svolgeranno il tema « Circuiti ibridi ».
L'ANIE (la RETIA e l'EMIE) sotto la validissima guida dell'Ing. Baggiani coadiuvato, come sempre, dall'impareggiabile Segretario Sig. Ercolani, ha già tutto predisposto per il buon esito delle suddette manifestazioni. È bello constatare che nell'incertezza dell'oggi e nel timore del domani minacciato dall'agghiacciante spettro di un terzo conflitto mondiale, ci sia chi pensa a tener viva la volontà del progresso, del lavoro a profitto di un maggior benessere popolare. Ma c'è di più, le Mostre milanesi non devono essere considerate un'arida e vetusta presentazione di scatolette, scatolini e scatoloni privi di attrattive maiestatiche, ma devono far cogitare sui principî sui quali quegli involucri parallelepipedi si fondano: le radiocomunicazioni. L'evoluzione dei tempi impone di modificare le concezioni valide fino a ieri, bisogna pensare in un modo nuovo anche nel campo delle telecomunicazioni, mezzo potentissimo d'intesa fra gli uomini di tutto il mondo. Bisogna spogliarsi delle piccinerie vincolanti dei brevetti locali, degli interessi particolari dei nazionalismi, tutte pastoie che invischiano l'attuarsi di programmi universali, separando individui e popoli invece di accostarli. La TV, laTVC (drizziamo una preghiera accorata al dio Irminsul perché ci doni la TVC italiana) e la conquista degli spazi sono esempi imponenti di conquiste delle telecomunicazioni, ma anch'esse turbate da incomprensioni dannose (es. la difficoltà degli scambi di programmi di TVC per la coesistenza di ben noti tre diversi sistemi).

È indubbiamente difficile demolire una mentalità che dura da millenni e basata sulla ricerca ad ogni costo dell'egemonia per schiacciare i concorrenti, ma la via alla vera fratellanza sta nel comprendersi a vicenda, per cui è indispensabile comunicare con i propri simili in qualunque parte del mondo si trovino, e addivenire ad un « mercato comune delle telecomunicazioni » come ha recentemente auspicato Mr. Robert W. Sarnoff a Parigi presso la Camera di Commercio Americana, rifacendo il verso del profetico Abraham Lincoln.

A.

dott. M. Cominetti

I transistori unipolari ad effetto di campo*

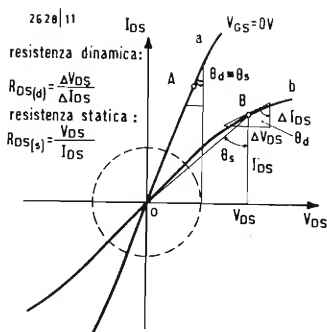



Fig. 2.7 - Espansione delle caratteristiche statiche in prossimità dell'origine. Nel punto *A* le resistenze statica e dinamica coincidono. Nel punto *B* la resistenza dinamica supera quella statica.

2.3. - Caratteristiche elettriche dinamiche

2.3.1. - Transconduttanza g_m

La transconduttanza dei transistori ad effetto di campo esprime la relazione esistente fra la variazione della tensione all'ingresso, V_{GS} e la corrispondente variazione della corrente in uscita, I_{DS}, per un valore assegnato della tensione V_{DS}. Matematicamente si può scrivere:

$$g_m = \left(\frac{d\, I_{DS}}{d\, V_{GS}}\right)_{V_{DS} = \text{costante}} \tag{2.15}$$

L'unità di misura è il mmho che corrisponde a $1 \dfrac{\text{mA}}{\text{Volt}}$.

È opportuno ricordare che spesso sui listini tecnici si trovano diverse espressioni per la transconduttanza. Accanto alla notazione più familiare g_m, di comune impiego nei circuiti a tubi elettronici, si trovano sovente altre notazioni equivalenti, ossia g_{fs}, g_{21} e specialmente Y_{fs} in alta frequenza.
I valori di transconduttanza per i dispositivi di impiego corrente variano da 1 mmho a 25 mmho mantenendosi purtroppo decisamente al disotto dei valori di transconduttanza dei transistori bipolari; per questi transistori infatti, dipendendo la g_m solo dalla corrente di emettitore secondo la relazione $g_m = \dfrac{I_E}{26}\, 10^3$, si ottengono normalmente valori superiori a 100 mmho.
Ritornando ora alla definizione matematica di g_m, derivando rispetto a V_{GS} le relazioni fondamentali 1.15, 1.22 e 2.6, mantenendo V_{DS} costante, si ottiene

a) *regione ohmica*
$V_{DS} \leq V_{GS} - V_p$

$$g_m = -\beta\, V_{DS} \qquad \begin{matrix} (\beta < 0 \text{ canale } N) \\ (\beta > 0 \text{ canale } P) \end{matrix} \tag{2.16}$$

b) *regione di saturazione*
$V_{DS} \geq V_{GS} - V_p$

$$g_m = -\beta\,(V_{GS} - V_p) \tag{2.17}$$

Con semplici passaggi algebrici ed in base alla 2.5 si può scrivere

$$g_m = -2\,\frac{I_{DSS}}{V_p}\left[1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right] = g_{max}\left[1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right] \tag{2.18}$$

essendo

$$g_{max} = (g_m)_{V_{GS} = 0} = -2\,\frac{I_{DSS}}{V_p} \tag{2.19}$$

Le equazioni 2.16 e 2.17 dimostrano un comportamento diverso della transconduttanza nelle due regioni. Nella regione ohmica g_m ha una dipendenza lineare dalla tensione V_{DS}, attraverso il fattore β, ed indipendentemente dalla tensione di porta V_{GS}. Nella regione di saturazione ha invece una dipendenza lineare dalla tensione $V_{GS} - V_p$, attraverso β, ed indipendentemente dalla tensione V_{DS}.
In fig. 2.9 è rappresentata la legge di variazione della transconduttanza g_m (eq. 2.18).

(*) segue dal n. 5, maggio 1970 pag. 180.

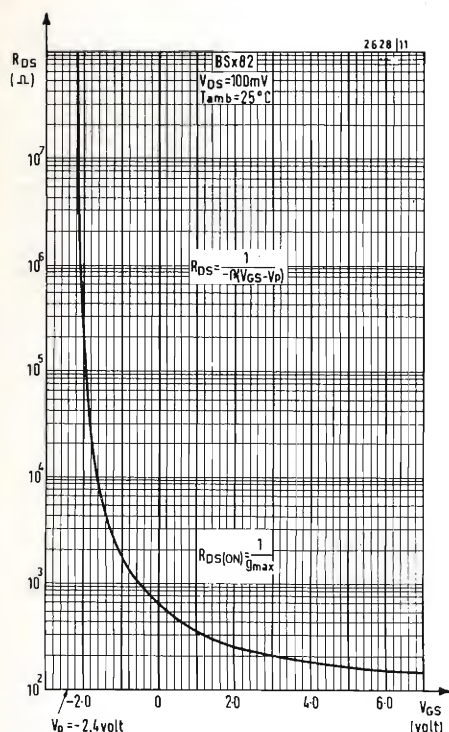



Fig. 2.8 - Legge di variazione della resistenza R_{DS} nella regione ohmica in funzione della tensione V_{GS} per il transistore MOS tipo BSX82.

2.3.2. - Conduttanza d'uscita g_{OS}

In stretta analogia con i tubi a vuoto la conduttanza d'uscita rappresenta la pendenza delle caratteristiche statiche per un valore costante di tensione di porta, ossia

$$g_{OS} = \left(\frac{d\,I_{DS}}{d\,V_{DS}}\right)_{V_{GS} = \text{costante}} \tag{2.20}$$

L'unità di misura corrente è il μmho che equivale a 1 $\frac{\mu A}{\text{Volt}}$.

Anche per la conduttanza d'uscita esiste una multiforme terminologia. Si trovano spesso le indicazioni g_{22}, Y_{22} e Y_{OS}.
Applicando la definizione matematica alle equazioni 1.15 o 1.22 si ottiene per la ragione ohmica

$$g_{OS} = -\beta\,[(V_{GS} - V_p) - V_{DS}] \tag{2.21}$$

Questa equazione in prossimità della regione di saturazione (ossia per $V_{DS} = V_{GS} - V_p$) perde il suo significato fisico in quanto fornisce per g_{OS} un valore nullo, ossia una resistenza differenziale di uscita infinita. In pratica nella regione di saturazione si ritiene valida con sufficiente approssimazione la legge empirica

$$g_{OS} = -\frac{2}{V_O}\sqrt{I_{DS}\,I_{DSS}} \tag{2.22}$$

in cui la tensione V_O è determinata dalla lunghezza del canale e dal valore del campo elettrico a cui la mobilità dei portatori di corrente incomincia a diminuire. Valori medi di V_O oscillano intorno ai 500 Volt (bibl. 4).
Combinando fra loro le equazioni 2.18 e 2.22 si ottiene la seguente relazione empirica semplificata della conduttanza d'uscita nella regione di saturazione:

$$g_{OS} = g_m\frac{V_p}{V_O} \tag{2.23}$$

Valori tipici di g_{OS} superano in generale i valori presentati dai transistori bipolari. In particolare si mantengono inferiori per i FET rispetto ai MOS, come risulta evidente dalla fig. 2.1. Per il FET 2N3684 si ha g_{OS}=50 μmho mentre per il MOS 3N128: g_{OS} = 100 μmho e per il transistore NPN 2N3904: g_{OS} = 10 μmho.

2.3.3. - Resistenza in chiusura $R_{DS}(ON)$

La resistenza differenziale R_{DS} fra i terminali di sorgente e raccoglitore del transistore ad effetto di campo è il reciproco della conduttanza d'uscita. È particolarmente interessante studiare il comportamento di tale resistenza nella regione ohmica in prossimità dell'origine delle caratteristiche statiche. Ponendo $V_{DS} = 0$ nella espressione 2.21 si ottiene

$$R_{DS} = \frac{1}{-\beta(V_{GS} - V_P)} \tag{2.24}$$

Dunque in prossimità dell'origine la resistenza differenziale di uscita coincide con la resistenza statica poichè le curve si identificano con rette passanti per l'origine (fig. 2.7). La relazione 2.22 definisce in questo intorno le caratteristiche di uscita del transistore valide sia in corrente continua che in corrente alternata. Esse presentano una buona simmetria nel 1° e nel 3° quadrante passando per l'origine senza indesiderate tensioni di offset.
Un'altra interessante considerazione deducibile dalla equazione 2.24 è che la resistenza del dispositivo nella origine coincide esattamente con la transconduttanza g_m nella regione di saturazione (eq. 2.17). Ossia

$$R_{DS} = \frac{1}{g_m} \tag{2.25}$$

Riportata in grafico la formula 2.24 assume un andamento iperbolico con asintoto verticale rappresentato dalla tensione di pinch-off. (fig. 2.8). Per $V_{GS} = 0$ si ottiene il valore minimo di resistenza R_{DS}, che viene definito « *Resistenza in chiusura* » e vale:

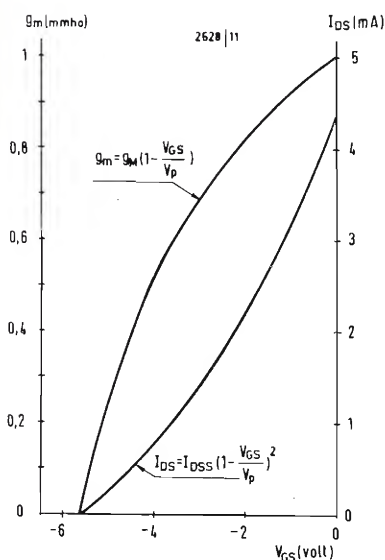



Fig. 2.9 - Legge di variazione della transconduttanza g_m in funzione della tensione V_{GS}.

$$R_{DS(ON)} = \frac{1}{\beta\, V_p} = \frac{1}{g_{max}} \qquad (2.26)$$

Dal punto di vista delle applicazioni questo parametro caratteristico è particolarmente importante, nei circuiti di commutazione, nei chopper e negli attenuatori regolabili con la tensione, in quanto interviene a definire la velocità di commutazione e determina il livello di uscita del segnale. Il valore minimo che si ottiene con dispositivi speciali ad elevata transconduttanza si aggira intorno ai 40 Ω. Si noti che con i transistori bipolari si ottengono resistenze in chiusura decisamente inferiori ma non si gode della bidirezionalità delle caratteristiche rispetto alla tensione V_{CE} e dell'assenza di tensione di offset. Comunque questo interessante confronto verrà svolto più attentamente allorchè si parlerà delle applicazioni dei transistori ad effetto di campo nei circuiti di commutazione.

2.3.4. - Resistenza in apertura R_{DS} (OFF)

Allorchè il transistore ad effetto di campo viene impiegato come interruttore o come chopper è importante conoscere i valori della resistenza in chiusura $R_{DS(ON)}$ per $V_{GS} = 0$ e della resistenza in apertura $R_{DS(OFF)}$ per $V_{GS} = V_p$. Un elevato valore del rapporto $R_{DS(OFF)}/R_{DS(ON)}$ è la prestazione che si richiede a un buon interruttore.

La resistenza d'uscita del dispositivo allorchè è interdetto è molto difficile da misurare con precisione. Si può comunque ritenere che superi qualche centinaia di Megaohm per i FET e raggiunga valori ancora superiori per particolari MOS. La Philips ha realizzato il MOS 508BSY particolarmente adatto per impieghi di commutazioni con $R_{DS(ON)} < 50\ \Omega$ e $R_{DS(OFF)}$ addirittura superiore a 10 GΩ (ossia 10^4 MΩ).

2.4. - Corrente di dispersione di porta I_{GSS}

L'elevata resistenza d'ingresso dei transistori ad effetto di campo è certamente fra le caratteristiche di maggior interesse. In corrente continua si preferisce tuttavia specificare la corrente di dispersione del circuito d'ingresso I_{GSS}, ossia la corrente che percorre il collegamento porta-sorgente (in condizione di polarizzazione, inversa per il FET) quando il raccoglitore è direttamente collegato alla sorgente. Questa corrente alla temperatura di 25°C può essere inferiore ad 1 nA per i FET e ad 1 pA per i MOS.

2.4.1. - Variazione di I_{GSS} con la temperatura

Non è stata sino ad ora formulata una relazione matematica per esprimere il fenomeno della dispersione nel circuito d'ingresso del transistore MOS. I valori di I_{GSS} e della sua variazione con la temperatura, forniti dai listini tecnici, sono dedotti per via sperimentale ed è difficile fare delle previsioni di natura teorica. Per il FET, trattandosi di un dispositivo a giunzione, è stata suggerita da R. Lyon-Laen (bibl. 5) la relazione seguente che è in buon accordo con i risultati sperimentali:

$$\frac{d\, I_{GSS}}{d\, T} = \frac{I_S}{T}\left[3 + \frac{\Delta W}{K\, T}\right] \qquad (2.27)$$

essendo:

Δ W = il salto di energia tra la banda di conduzione e la banda di valenza (1,12 eV per il silicio);

K = la costante di Boltzmann;

T = la temperatura assoluta.

Da questa formula si deduce che la corrente di dispersione del FET approssimativamente raddoppia per un aumento di 10°C della temperatura ambiente.

Accanto alla corrente di dispersione I_{GSS} a volte i listini tecnici riportano la corrente I_{GDO}, ossia la corrente di dispersione tra porta e raccoglitore con sorgente sconnessa, oppure la I_{GSO}, cioè la corrente di dispersione tra porta e sorgente con raccoglitore sconnesso. Entrambi questi valori si mantengono però al disotto di I_{GSS} e pertanto in generale perdono di significato.

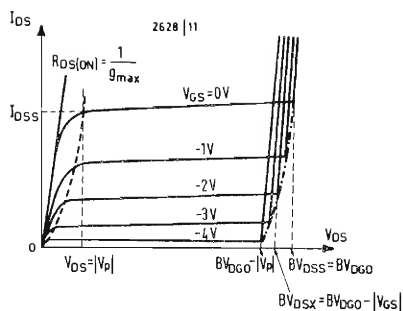



Fig. 2.10 - Regione delle elevate tensioni per le caratteristiche statiche dei transistori ad effetto di campo.

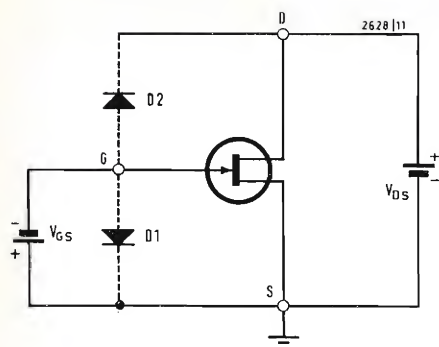



Fig. 2.11 - Rappresentazione schematica delle « giunzioni virtuali » porta-raccoglitore e porta-sorgente per il FET.

2.5. - Tensioni di rottura (o tensioni di breakdown)

Si è visto al paragrafo 1.6, a proposito delle caratteristiche statiche del FET, che al disopra di un certo valore di tensione V_{DS} la corrente di raccoglitore aumenta bruscamente ed in modo non controllabile (fig. 1.10). Il fenomeno è dovuto alla rottura della giunzione tra porta e canale e viene comunemente indicato come « effetto valanga ». L'interpretazione fisica del fenomeno trova la sua naturale spiegazione nell'azione del campo elettrico sulla distribuzione dei portatori minoritari, responsabili della corrente di dispersione della giunzione.
Studiando i fenomeni connessi alla giunzione P-N inversamente polarizzata (par. 1.5) non è stata presa in considerazione la presenza dei portatori minoritari in quanto, trattandosi di campi elettrici non elevati, il loro effetto risulta del tutto trascurabile. Per uno studio rigoroso occorre allora inserire nella fig. 1.6*a* questa distribuzione di portatori minoritari (buchi per S_i tipo N, ed elettroni per S_i tipo P) accanto agli ioni donatori ed accettori ed ai rispettivi portatori di maggioranza.
In presenza di un campo elettrico elevato i portatori minoritari vengono sensibilmente accelerati fino a raggiungere valori di energia cinetica sufficienti a rompere per urto i legami atomici covalenti nella struttura reticolare del semiconduttore [1].
Si liberano così coppie di cariche di segno opposto che contribuiscono alla corrente di dispersione. L'energia associata a queste cariche può a sua volta provocare altre rotture iniziando così un processo di moltiplicazione cumulativo caratterizzato generalmente dal fattore di moltiplicazione M.
Si è verificato sperimentalmente (bibl. 5) che, se V_B è la tensione di rottura della giunzione, il fattore M è così definito

$$M = \frac{1}{1 - \left[\frac{V}{V_B}\right]^n} \qquad (2.28)$$

dove l'esponente n è compreso tra 3 e 6 e dipende dal tipo di materiale e dal grado di drogatura della giunzione. A deboli drogature corrispondono elevati valori di n e quindi più elevate tensioni di rottura.
Una analisi più approfondita permette di sdoppiare la giunzione porta-canale, che costituisce una diffusione continua dal raccoglitore alla sorgente, in due giunzioni « concentrate » tra l'elettrodo di porta, comune, ed i due elettrodi estremi. Per un FET a canale N si considera quindi la configurazione di fig. 2.11 in cui le giunzioni sono rappresentate dai due diodi D_1 e D_2 polarizzati inversamente. Il diodo D_1 è sottoposto alla tensione V_{GS} normalmente inferiore alla tensione V_{DS}; il diodo D_2, invece, è sottoposto alla tensione $V_{DG} = V_{GS} + V_{DS}$. Essendo quindi proprio questa la giunzione più sollecitata è in prossimità del raccoglitore che avverrà con buona probabilità la rottura.
Si riportano ora le numerose specifiche riguardanti le tensioni limiti applicabili ai transistori ad effetto di campo.
1) Per il FET le più comuni sono:

BV_{GSS} = tensione di rottura porta-sorgente
BV_{DGO} = tensione di rottura raccoglitore-porta

In pratica i valori di queste due tensioni di rottura coincidono. Molto importante è la conoscenza della massima tensione applicabile fra raccoglitore e sorgente $V_{DS(max)}$ per valori qualsivoglia della tensione V_{GS}. Dalla fig. 2.10 si vede che l'effetto valanga per le caratteristiche di raccoglitore è funzione della tensione V_{GS}. Per $V_{GS} = 0$ la rottura ha inizio alla tensione BV_{DGO} che coincide, come si è detto con BV_{GSS}. Polarizzando inversamente la porta mediante una tensione V_{GS} negativa progressivamente crescente l'effetto valanga avviene a tensioni V_{DS} inferiori. Per quanto si è detto in precedenza, e come è immediato verificare dalla figura, si può dire che la massima tensione applicabile tra raccoglitore e sorgente è

$$V_{DS(max)} = BV_{DGO} - V_{GS} \qquad (2.29)$$

2) Per il MOS il fenomeno di rottura assume un aspetto più complesso. Consideriamo ad esempio il fenomeno di rottura per l'elettrodo di porta del MOS ad

(*segue a pag.* 231)

(1) L'energia cinetica associata ad una carica mobile di massa m che si sposta con velocità v sotto l'azione di un campo elettrico E è data da

$$T_C = \frac{1}{2} mv^2 = \frac{1}{2} m (\mu E)^2$$

essendo μ la mobilità della carica.

strumentazione (*a cura dell'ing. Antonio Nicolich*)

Impiego del generatore di barre di colore FG 387 Nord Mende*

(seconda parte)

5.2. - Controllo e taratura del canale di crominanza a 4,43 MHz

Se la curva di risposta dell'amplificatore FI è stata controllata col metodo della vobulazione, si rende superflua un'ulteriore taratura col medesimo metodo dell'amplificatore FI di crominanza a 4,43 MHz. In pratica la curva di risposta di quest'ultimo può essere aggiustata rapidamente e semplicemente mediante una misura indiretta: si preleva il segnale a barre di colore al punto *K* di fig. 1, e si osserva sull'oscillografo il segnale *U* all'uscita del demodulatore *U*. Si presenta il noto oscillogramma *N* di fig. 10. A questo punto si migliora la forma del segnale. È necessario che in RF non si abbia staratura, cioè che la portante video sia esattamente a 38,9 MHz. Questo può essere ottenuto regolando a zero la saturazione del colore e portando alla massima nitidezza i bordi delle barre grigie mediante la sintonia fine. È facile riconoscere l'errato allineamento dei due o tre circuiti a 4,43 MHz del canale di crominanza.
Ci sono due possibilità di distorsione dovuta ad errata taratura: in primo luogo il limite superiore di frequenza può essere troppo basso. Questo fatto viene rivelato sull'oscillografo dall'arrotondamento degli spigoli della curva a gradini e sullo schermo del ricevitore TVC dal passaggio trascinato fra le barre.
I necessari chiarimenti sono forniti dalle fig. 11 (oscillogramma) e 1 (corretta curva di risposta della FI-colore). In secondo luogo possono venire amplificate eccessivamente le frequenze di modulazione più alte rispetto a quelle vicine a 4,43 MHz, in modo che la curva a gradini rettangolari all'uscita del demodulatore *U* sull'oscillografo presenta dei picchi di commutazione. Anche in questo caso la fig. 12 mostra l'errata taratura.

Entrambi i difetti possono venire corretti regolando i circuiti a 4,43 MHz nel canale di crominanza fino al decodificatore PAL per ottenere la migliore forma d'onda all'uscita del demodulatore *U*, che è mostrata in fig. 13. Un controllo col vobulatore si rende superfluo ed in pratica non porterebbe alcun miglioramento nella definizione del colore.

Se nel canale colore si hanno difetti di sovraccarico dovuti per es. ad errato punto di lavoro dei transitori, la curva di inviluppo del segnale del colore si presenta asimmetrica rispetto alla linea dello zero, come appare in fig. 9.

5.3. - Amplificazione e caratteristica di regolazione dell'amplificatore FI colore a 4,43 MHz

All'ingresso del decodificatore PAL si preleva l'oscillogramma del segnale a barre di colore a 4,43 MHz (punto *F* di fig. 1). In caso di funzionamento corretto del canale di crominanza il segnale apparirà sull'oscillografo come in fig. 9, privo di ronzio od altri simili disturbi e con determinati e ben noti rapporti di tensione. Eventuali forti spostamenti del punto di lavoro provocano limitazioni del segnale, come descritto al punto 5.2. Per provare il campo di regolazione dell'amplificatore viene fornito allo stadio regolatore dello amplificatore del colore una tensione variabile. Mediante essa si controlla il valore della tensione di uscita al punto *F* di fig. 1. Si può egualmente verificare il funzionamento del soppressore del burst. Durante il ritorno di riga non deve comparire sull'oscillografo alcuna oscillazione del burst a 4,43 MHz (fig. 14).

5.4. - Taratura del decodificatore PAL

La fig. 15 riporta lo schema di principio del decodificatore PAL. Gli elementi di taratura relativi sono una bobina ed un potenziometro. Con questi due elementi il segnale ritardato viene adattato in ampiezza e fase al segnale non ritardato. Il potenziometro è indicato con *A* (regolatore dell'ampiezza) e la bobina con *P* (regolatore della fase).
La taratura con l'uso del generatore di barre colore Nord Mende è molto semplice. Il segnale in uscita del decodificatore PAL e destinato al demodulatore sincrono *V* viene osservato all'oscillografo. Il punto di misura *G* delle fig. 1, 16, 17 e 15 (connessione al demodulatore *V*) si individua facilmente in ciascun apparecchio. Si trova o tra due resistenze dallo stesso valore di circa 800 ... 3000 Ω oppure all'uscita a 180° di un trasformatore o di un invertitore di fase, oppure ancora all'ingresso dello stadio eccitatore del demodulatore *V*. È importante per questa taratura che

(*) La Nord Mende è rappresentata in Italia dalla ditta: Ing. Oscar Roje.

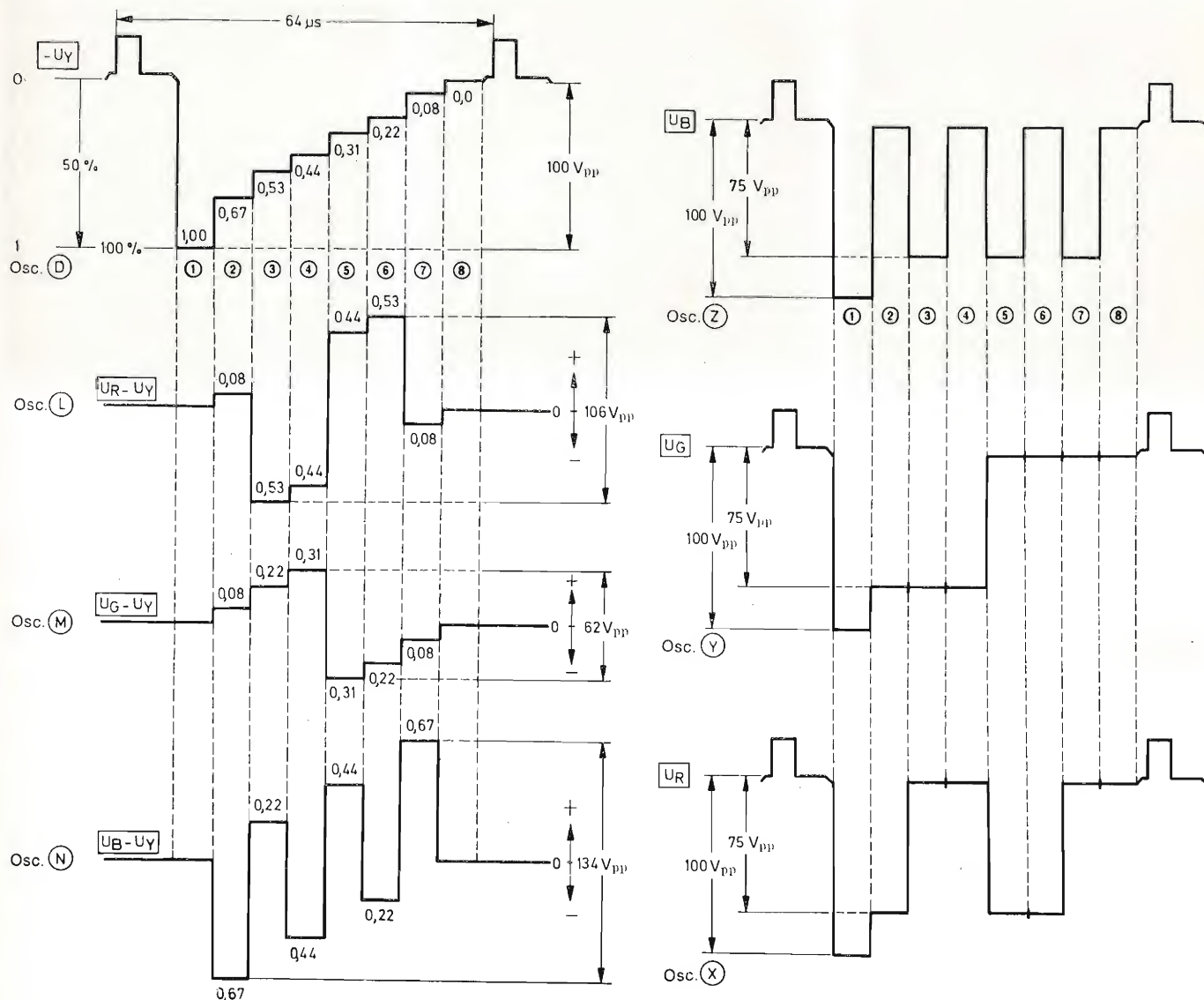



Fig. 10.

non si esegua per sbaglio la misura al punto di somma *U*.

Le fig. 16 e 17 mostrano due ulteriori varianti del circuito del decodificatore PAL. In entrambi i casi la rotazione di fase di 180° non è ottenuta attraverso un trasformatore, ma rendendo simmetrica l'uscita tramite resistenze. In entrambe le figure si regola la fase e l'ampiezza del segnale non ritardato rispetto a quello ritardato. I regolatori nei due schemi si riconoscono facilmente.

Collegando l'oscillografo si deve tener presente che si misurano tensioni RF a 4,43 MHz. Perciò è necessaria la sonda a partitore 1 : 10. Nella posizione 1 : 1 possono venire introdotti punti di risonanza a causa dell'induttanza e della capacità del cavo. È chiaro che il collegamento di massa deve essere fatto direttamente sulla sonda (lunghezza max 10 cm). Ci si connette ad un punto del telaio nelle immediate vicinanze del decodificatore PAL. La sonda può essere collegata al punto di somma V_0 o meglio all'uscita dello stadio eccitatore del demodulatore sincrono *V*, come appare dalla fig. 16 (punto *G*).

Per procedere alla misura si commuta il generatore sul segnale a barre di colore. Il procedimento risulta facilitato tuttavia se si preme il tasto rosso oppure verde così che l'informazione cromatica resta costante su tutta la riga. Per la taratura del decodificatore PAL è inoltre essenziale premere il tasto « PAL » che interrompe la commutazione a frequenza di riga del segnale *V* nel generatore.

5.4.1.- *Cosa accade ora nel decodificatore?*

Al punto di somma *V* (demodulatore

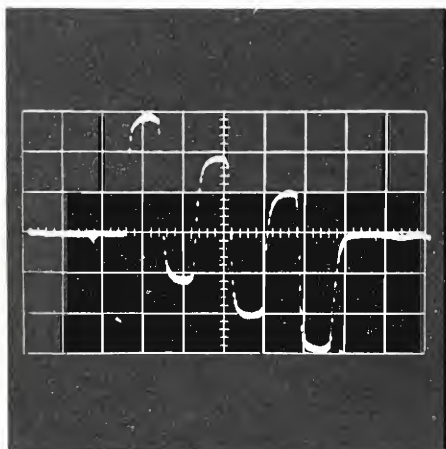



Fig. 11.

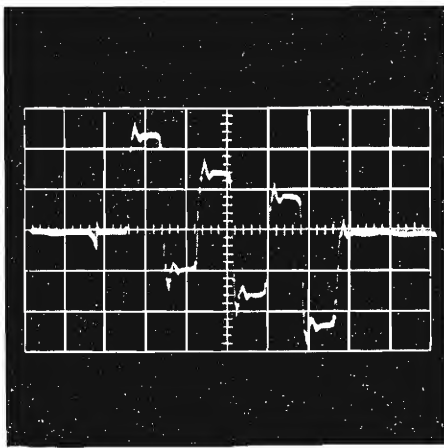



Fig. 12.

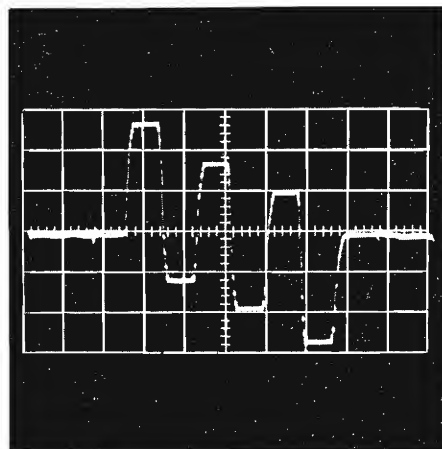



Fig. 13.

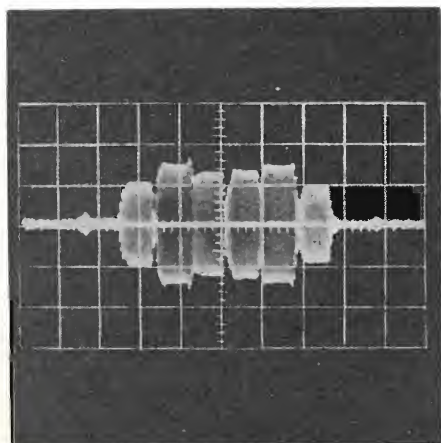



Fig. 14.

V) giunge il segnale non ritardato a 4,43 MHz V_o con la fase sen ωt. Contemporaneamente il segnale ritardato della riga precedente arriva dall'uscita della linea di ritardo attraverso i due regolatori *A* e *P* di fig. 15, al trasformatore. Sul lato *V* del trasformatore il segnale a 4,43 MHz viene ruotato di 180° e quindi arriva al punto di somma con la fase sen ($\omega t + 180°$). A questo punto i due segnali, quello ritardato e quello non ritardato, sono ruotati fra di loro di 180° ed avendo la stessa ampiezza nel punto di somma *V* si elidono.

Come già detto i due segnali devono avere la stessa fase in quanto la rotazione costante di 180° è garantita dal trasformatore. Se non vengono rispettate le condizioni di uguaglianza di ampiezza e di fase rimane una componente residua a 4,43 MHz che si vede sull'oscillografo. Con i regolatori *A* e *P* è in ogni caso possibile ottenere le prescritte caratteristiche di funzionamento cioè la compensazione tra segnale ritardato e non ritardato.

In pratica si commuta su segnale rosso. L'oscillografo è connesso mediante collegamenti corti all'ingresso del demodulatore *V*. Si riducono al minimo le oscillazioni residue a 4,43 MHz comprese fra i due segnali di ritorno di riga (fig. 18).

La fig. 19 mostra un segnale di barre colore e la fig. 20 un segnale di colore primario (tasto rosso) con decodificatore PAL starato; in fig. 21 appaiono gli stessi segnali quando il decodificatore PAL è tarato.

Quando il decodificatore PAL è starato si osserva un alternarsi del colore delle righe. Nelle barre dei colori primari si ha un alternarsi della luminosità di colore. Nei colori misti — per es. il giallo — prevale invece in una riga il rosso e nella riga successiva il verde. Questo difetto è conosciuto come effetto « persiana ».

5.5. - Taratura dell'oscillatore di riferimento

Questa operazione è una premessa essenziale per taratura corretta dei demodulatori sincroni. Viene eseguita col tasto delle barre di colore premuto. Ci si deve assicurare innanzitutto che il Color-Killer non venga influenzato. Il lavoro viene semplificato se mediante una tensione fissa di polarizzazione si evita che l'amplificatore FI colore venga interdetto. Questa tensione che viene portata allo stadio a FI colore oppure al Color-Killer, deve corrispondere al valore della tensione in presenza di segnale di colore. A questo punto si tara il circuito amplificatore del burst a 4,43 MHz come in fig. 1 (punto di misura *P*) per il massimo (la misura si effettua con l'oscillografo o con il voltmetro a valvola con sonda rivelatrice a diodo oppure misurando la tensione continua sul diodo comparatore di fase). Il comparatore di fase fornisce inoltre una determinata tensione continua che è la tensione di regolazione per lo stadio a reattanza. Questa tensione viene misurata come mostra la fig. 1 (punto *R*) all'ingresso dello stadio a reattanza e sostituita da una tensione di polarizzazione costante, fornita dall'esterno (per es. con una batteria ed un potenziometro). Dopo di che si interrompe il comparatore di fase per es. interrompendo il segnale di burst. Il segnale di confronto a 4,43 MHz dell'oscillatore di riferimento non può essere nè disinserito nè cortocircuitato perchè altrimenti vengono influenzate le caratteristiche dell'oscillatore a quarzo per quanto riguarda la sua fase. Se il generatore di tensione continua, che con la sua polarizzazione fissa determina il funzionamento dello stadio a reattanza, ha una resistenza interna abbastanza bassa, può continuare la comparazione della fase. Le barre di colore appaiono ora spezzate in un numero più o meno

grande di porzioni che sono spostate a destra o a sinistra. Ora si può tarare il generatore a quarzo in modo da riportare approssimativamente a posto le barre.

Se la fase dell'oscillatore a quarzo è regolabile solo mediante il punto di lavoro dello stadio a reattanza (non c'è circuito ausiliario) si deve procedere in questo modo: tolto il burst per la compensazione di fase, si determina la tensione che è necessaria per polarizzare lo stadio a reattanza per tenere ferme le barre di colore.

Si inserisce di nuovo il burst e si regola il circuito di disaccoppiamento del burst per la compensazione della fase in modo che al punto di misura dello stadio a reattanza si ottenga nuovamente la stessa tensione di regolazione.

Per facilitare la regolazione il multivibratore bistabile può essere escluso mediante opportuno cortocircuito, perchè durante la taratura della fase venga a mancare il segnale di identificazione PAL. A causa dell'incertezza della commutazione PAL nel ricevitore non si presentano più durante la taratura del compensatore di fase le strisce di colore di disturbo. Il tecnico con un po' di

Fig. 15 - (1) = Segnale colore a FI; (2) = Segnale non ritardato; (3) = Segnale ritardato; (4) = Demodulatore U; (5) = Demodulatore V.

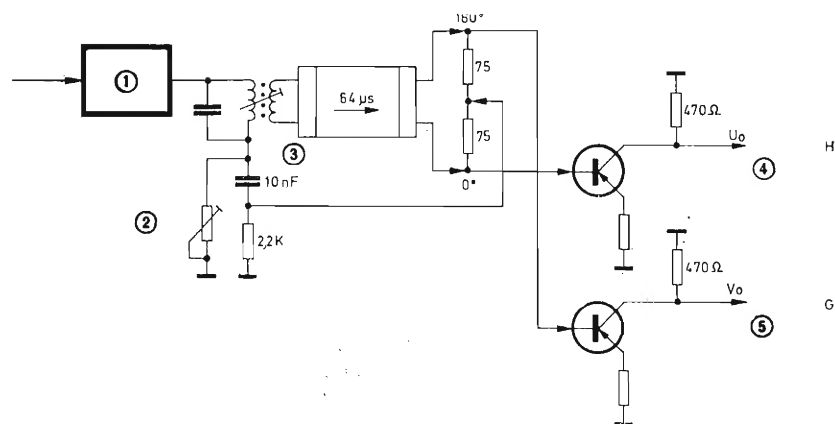



Fig. 16 - (1) = Amplificatore FI colore a 4,43 MHz; (2) = Ampiezza; (3) = Fase; (4) = Demodulatore U; (5) = Demodulatore V.

Fig. 17 - (1) = Amplificatore FI colore a 4,43 MHz; (2) = Segnale ritardato; (3) = Demodulatore V; (4) = Demodulatore U; (5) = Fase; (6) = Ampiezza; (7) = Segnale non ritardato.

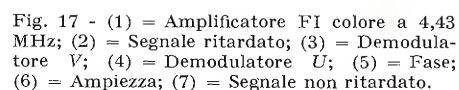
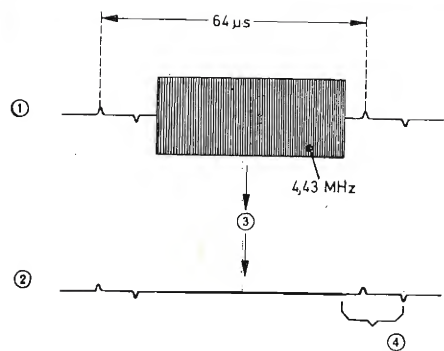



Fig. 18 - (1) = Taratura errata; (2) = Taratura esatta; (3) = Taratura per il minimo; (4) = Impulsi di sincronismo di riga.

pratica riconoscerà rapidamente questo effetto e potrà evitare di intervenire sul multivibratore. Il lavoro di regolazione dell'oscillatore di riferimento assomiglia molto, secondo l'opinione generale, al procedimento ben noto di regolazione della frequenza di riga (circuito comparatore di fase della frequenza di riga in un ricevitore TV in bianco e nero).

5.6. - Taratura dei demodulatori sincroni

Per la taratura dei demodulatori sincroni è essenziale, indipendentemente dal tipo di generatore di colore, intervenire nel decodificatore PAL. Il segnale ritardato deve essere sconnesso dai punti di somma. Nella fig. 15 questo può essere fatto nel modo più semplice ruotando il regolatore d'ampiezza *A* verso il cortocircuito. Equivalentemente si può in ogni caso cortocircuitare l'uscita della linea di ritardo mediante un filo molto corto (4,43 MHz) fig. 15, 16, 17.

Per una corretta taratura del demodulatore sincrono si deve prima tarare l'oscillatore di riferimento (vedi punto 5.5). La fig. 22 dà le esatte relazioni di fase tra i due treni di oscillazioni di burst. Le variazioni di fase di ± 45° del burst che avvengono in ogni riga a causa della commutazione PAL, vengono portate nel compensatore di fase, attraverso l'effetto integratore di un passabasso, ad una fase risultante che corrisponde all'asse *U*. A questo punto è importante posizionare esattamente gli assi dei due demodulatori *U* e *V* (0° per il demodulatore *U* e 90° per quello *V*) rispetto alla fase dell'oscillatore di riferimento del ricevitore (fase del burst).

In primo luogo si deve pensare a cosa può accadere se la fase degli assi dei demodulatori non coincide con quella dell'oscillatore di riferimento. Un errore di fase del burst nella informazione del colore viene convertita attraverso la decodifica PAL in un errore nella saturazione del colore che però non dà luogo a disturbi visivi eccessivi.

Ma cosa succede invece nel caso che gli assi dei due demodulatori non siano a 90° tra loro?

In questo caso si verificano errori di tinta. Se si considera la fig. 22, si vede che la tinta ciano ha come vettore *F*, una componente $-V_o$ ed una $+U_o$. Se per es. si lascia fisso l'asse U_o e si ruota l'asse V_o verso *F*, il demodulatore sincrono dà in uscita una tensione maggiore, che per es. nel caso estremo che l'asse *V* coincida con il vettore *F*, è esattamente uguale a quest'ultimo.

Avendo stabilito che i vettori del colore hanno determinate componenti *U* e *V*, una contemporanea variazione di entrambe le ampiezze — che si verifica per una uguale rotazione dei due assi *U* e V — provoca una variazione della saturazione del colore, poichè le due componenti che formano il vettore risultante vengono ugualmente diminuite oppure aumentate. Se invece viene cambiata una solo ampiezza — gli gli assi non si trovano a 90° tra loro — si verifica la descritta variazione di tinta. Le condizioni di pilotaggio del cinescopio a colori non corrisponderanno nei loro valori di ampiezza alla codificazione effettuata nella matrice dello studio di ripresa.

Per la taratura del demodulatore sincrono si commuta il generatore sulle barre di colore. Come si devono tarare adesso i demodulatori sincroni perchè venga rispettata la condizione dei 90° di sfasamento? Si deve collegare l'oscillografo all'uscita del demodulatore da esaminare. Si dispone la deflessione orizzontale dell'oscillografo in modo che due righe successive vengono osservate sovrapposte.

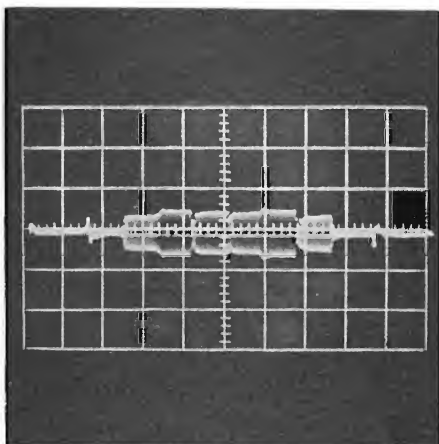



Fig. 19.

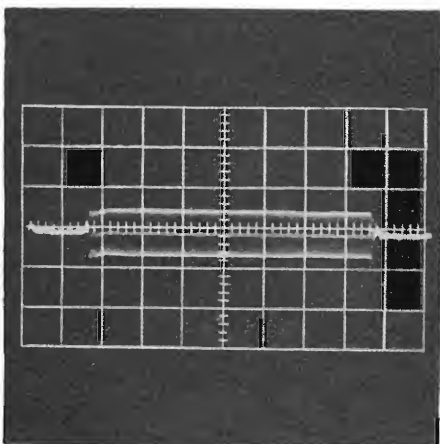



Fig. 20.

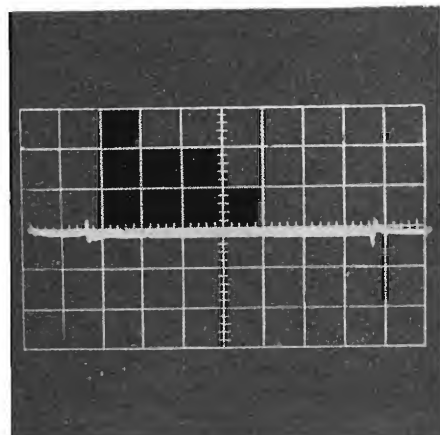



Fig. 21.

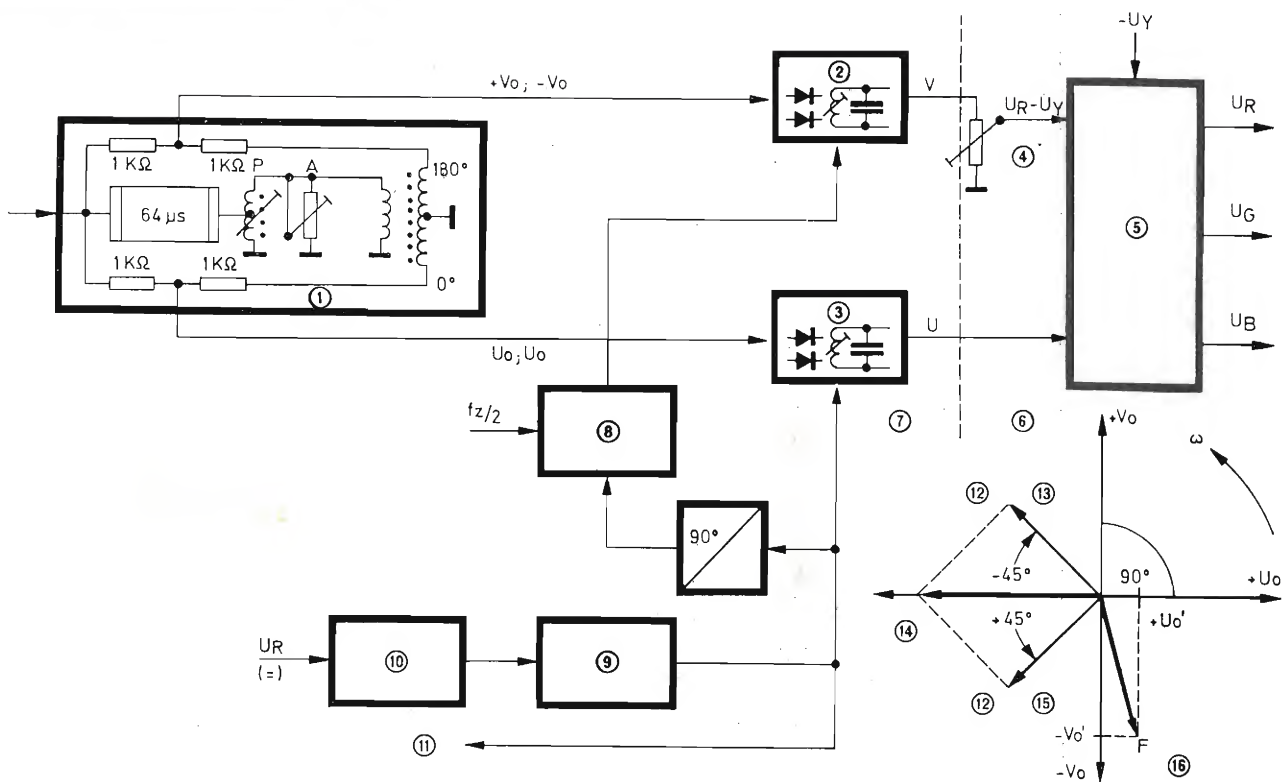



Fig. 22 - (1) = Decodificatore PAL; (2) = Demodulatore *V*; (3) = Demodulatore *U*; (4) = Ampiezza; (5) = Matrice di decodifica (6); = valore non ridotto; (7) = valore ridotto; (8) = Commutatore elettronico; (9) = Oscillatore a quarzo a 4,43 MHz; (10) = Stadio a reattanza; (11) = Confronto di fase; (12) = Burst, (13) = Riga 101; (14) = Posizione risultante del burst; (15) = Riga 102; (16) = Ciano.

Se si collega l'oscillografo all'uscita del demodulatore del blu appare la nota curva a gradini, come viene indicato nella fig. 18 (oscillogramma N). Se il demodulatore non è esattamente tarato, non appare detta curva, ma nell'oscillogramma si sovrappone alla prima curva una seconda scala del blu, con diversa ampiezza. Si ha l'impressione che vengano tracciati uno sopra l'altro due oscillogrammi con un'ampiezza leggermente diversa. A questo punto si tara il demodulatore sincrono in modo che le due curve si compongano in una unica. Analogamente si procede col demodulatore del rosso. Le fig. 13 e 24 mostrano come appare l'esatta o l'errata taratura del demodulatore sull'oscillografo. Particolarmente semplice e chiara è la taratura del demodulatore sincrono mediante il generatore di barre di colore Nord Mende secondo il seguente metodo: l'oscillografo viene collegato e sistemato secondo quanto sopra detto. Al posto del segnale a barre di colore si schiaccia, se si sta tarando il demodulatore del rosso, il tasto « blu » e se si sta tarando il demodulatore del blu il tasto « rosso » o « verde ». A questo punto d'informazione di colore

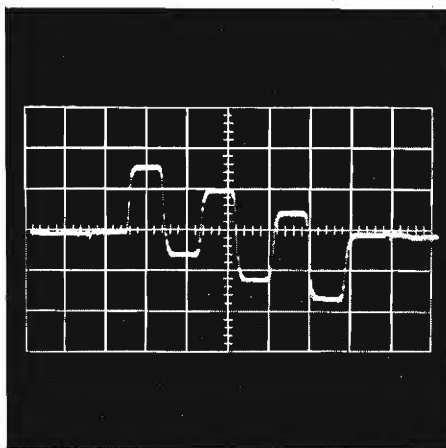



Fig. 23.

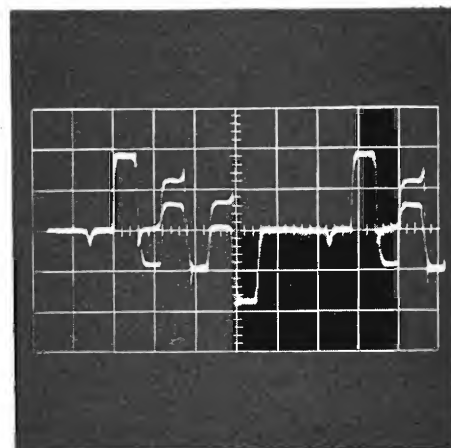



Fig. 24.

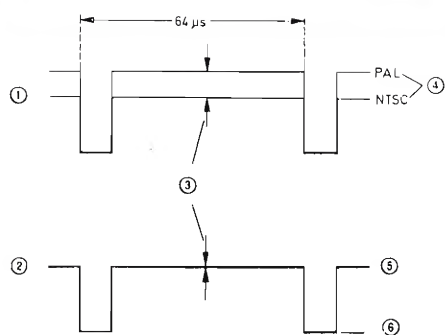



Fig. 25 - (1) = Taratura errata; (2) = Taratura esatta; (3) = Correzione della fase del demodulatore sincrono; (4) = Riga; (5) = Riga NTSC + PAL; (6) = Soppressione di riga.

è costante, cioè il demodulatore sincrono fornisce all'uscita tra due impulsi di cancellazione di riga, una tensione continua. In caso di errata taratura del demodulatore sincrono appaiono sullo schermo dell'oscillografo due linee parallele. Queste linee vengono portate a coincidere spostando il nucleo della bobina del corrispondente demodulatore. La taratura mediante queste due linee parallele è semplice, esatta ed evita l'uso dell'immagine contenente 12 gradini rettangolari che si ottiene nella taratura mediante le barre di colore e che forse non è facilmente apprezzabile subito con chiarezza.

Le fig. 23 e 27 nonchè 24 e 26 mostrano come appare l'esatta o l'errata taratura di un demodulatore sincrono. La fig. 24 mostra l'errata taratura del demodulatore sincrono *U* in presenza di barre di colore. Si vedono chiaramente le due curve spostate. La fig. 23 mostra l'esatta taratura: entrambe le curve si sono sovrapposte in un'unica curva risultante. Se si preme il tasto di uno dei colori primari, per es. « rosso », in caso di errata taratura si presentano due linee parallele come nella fig. 26. Tarando correttamente il demodulatore le due linee si sovrappongono sull'oscillografo. La fig. 25 chiarisce ulteriormente i casi di esatta ed errata taratura.

Se il tecnico esperto usa come rivelatore per es. la scala del blu in caso di errata taratura del demodulatore sincrono viene a mancare la salita lineare della scala (fig. 28). In caso di taratura esatta si ottiene la nota curva della fig. 13. Analogamente per il demodulatore V si può osservare la scala del rosso.

La fig. 29 mostra l'oscillogramma che si presenta in caso di corretta taratura e che è disegnato anche in fig. 10 (oscillogramma L). I due segnali differiscono soltanto per una rotazione di fase di 180° prima e dopo la matrice Una volta che si conoscano le forme dei segnali *U* e *V* è molto semplice tarare entrambi i demodulatori. Dopo qualche esperienza si può evitare di mettere in cortocircuito il decodificatore PAL e di tracciare sovrapposte nell'oscillografo le due righe e si può invece osservare direttamente sull'oscil-

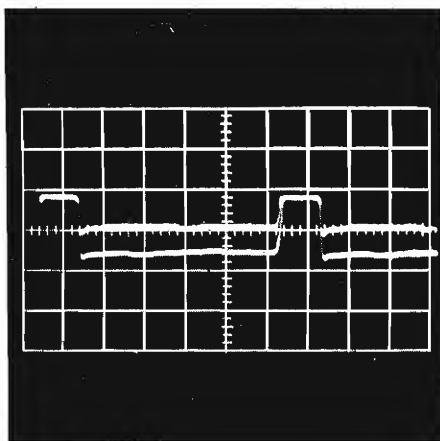



Fig. 26.

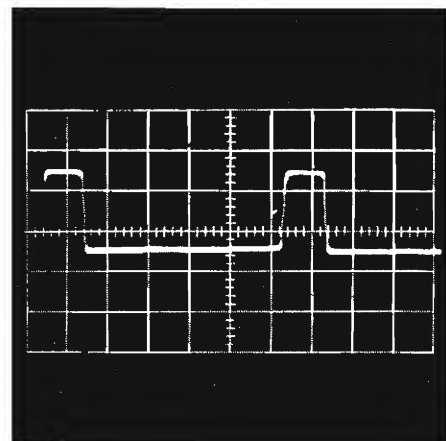



Fig. 27.

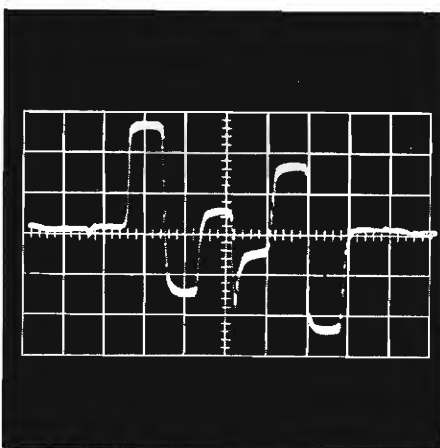



Fig. 28.

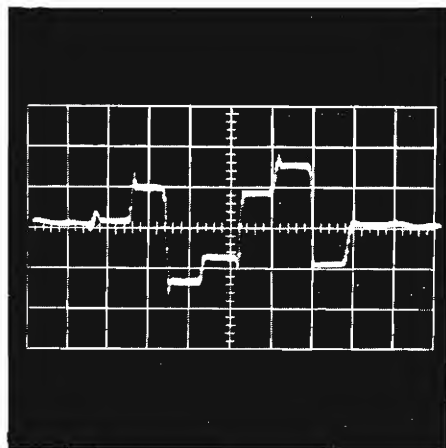



Fig. 29.

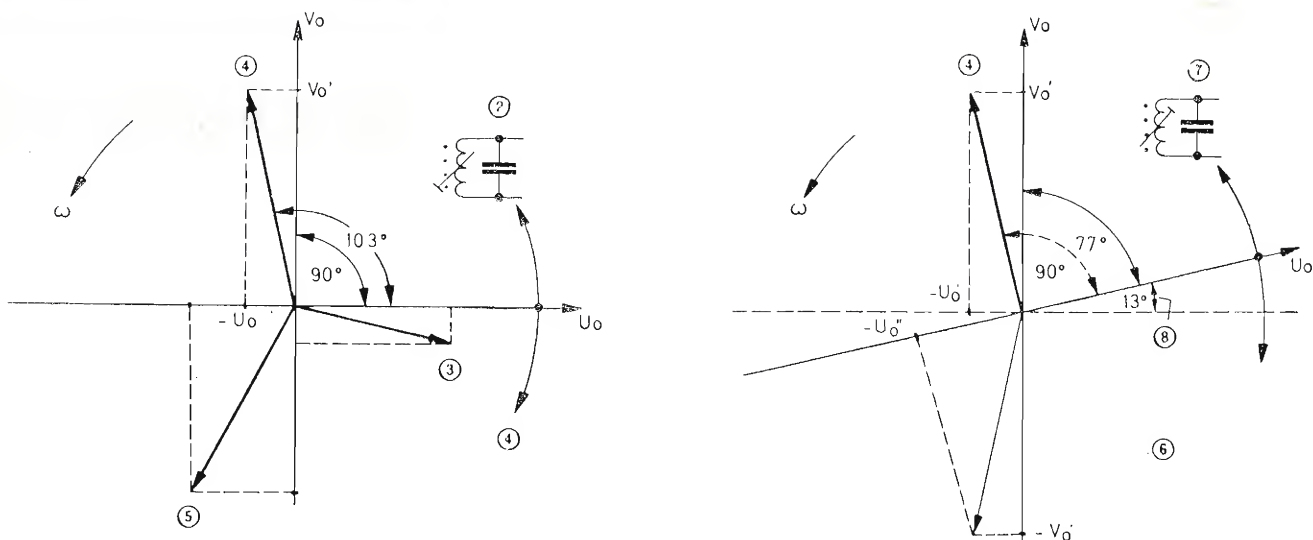



Fig. 30 - (1) = Taratura con linea PAL cortocircuitata; (2) = Demodulatore sincrono U correttamente tarato; (3) = Blu; (4) = Rosso: V_0'; — U_0'; (5) = Verde; (6) = Riga NTSC: rosso V_0'; — U_0' = 0, Riga PAL: rosso — V_0'; — U_0''; (7) = Demodulatore sincrono U non correttamente tarato; (8) = Angolo d'errore.

lografo il segnale di uscita e tarare fino ad ottenere la corretta forma d'onda (fig. 13 e 29).

Infine vogliamo ora chiarire mediante la fig. 30 come, in caso di errata taratura di un demodulatore sincrono, da una riga NTSC e una PAL nascano due tensioni di uscita diverse. Come noto nella matrice dello studio di ripresa il segnale V viene ruotato ogni riga di 180°. Questo comporta per una certa tinta, per es. il rosso, durante una riga una componente V positiva e durante la riga successiva — riga PAL — una componente V negativa. Le ampiezze sono uguali nei due casi.

Il decodificatore PAL per la taratura del demodulatore sincrono ha l'uscita della linea di ritardo in cortocircuito, sicchè il demodulatore riceve un segnale di tipo NTSC nel quale è contenuta in più solo la commutazione PAL del generatore. Se il demodulatore sincrono è correttamente tarato, il segnale V all'uscita ha la stessa ampiezza durante ogni riga.

Se il demodulatore non è tarato, il suo asse di demodulazione è inclinato rispetto alla sua posizione nominale e perciò per le due posizioni di un vettore-colore commutate secondo il sistema PAL nascono automaticamente due diverse ampiezze V. La fig. 30 mostra ancora una volta questo processo. Una tinta U_F rossa ha per la codificazione una componente + V'_0 ed una componente — U'_0, come si vede dal diagramma a sinistra. In questo caso il demodulatore sincrono dovrebbe per es. fornire + 0,6 V ed il demodulatore U — 0,15 V. Queste due tensioni assieme al segnale video — U_Y nella successiva matrice fanno sì che attraverso la corrispondente codificazione il cannone del rosso (secondo l'esempio scelto) sia pilotato completamente mentre devono rimanere interdetti i cannoni del verde e del blu. Si è fatta però l'ipotesi che gli assi dei demodulatori giacciano a 90° l'uno dall'altro. Se questo non si verifica (fig. 30), nel caso per es. di rotazione positiva di 13° dell'asse del demodulatore U, può annullarsi la componente vettoriale U'_0, mentre V'_0 resta inalterata. Nella successiva riga PAL si può facilmente vedere nella fig. 30 che la grandezza — V'_0 è ancora mantenuta esatta mentre si forma una tensione negativa — U'_0 di ampiezza errata, molto maggiore del valore nominale di — 0,15 V.

Per questo motivo la codificazione viene disturbata in modo che sono inevitabili errori di tinta. Ciò è particolarmente evidente nella composizione del segnale di pilotaggio del cannone del verde, perchè come noto questo segnale è composto da certe ben determinate componenti dei segnali differenza colore rosso e blu.

Variando leggermente la frequenza di risonanza del demodulatore sincrono (taratura L) si può ripristinare, mediante il conseguente scorrimento di fase, il rapporto di fase nominale del demodulatore starato. La fig. 45 dà lo schema elettrico di un demodulatore sincrono. In qualunque demodulatore sincrono si possono facilmente determinare i due ingressi per il segnale di riferimento e quello che arriva dal decodificatore PAL, nonchè l'uscita verso la matrice. Nella fig. 1 i corrispondenti punti per il demodulatore U sono indi-

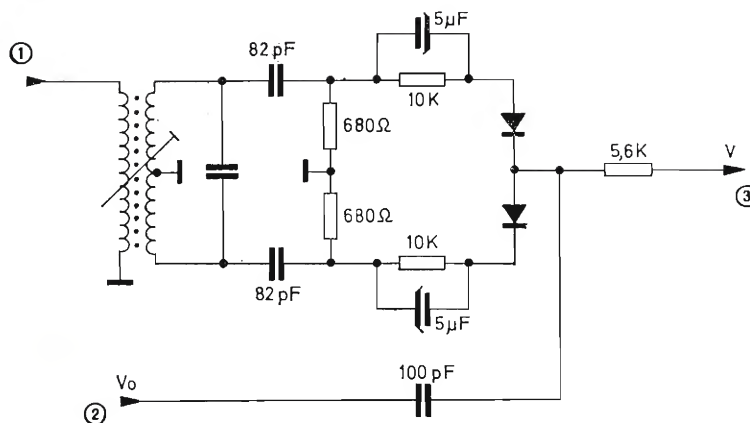



Fig. 31 - (1) = Segnale di riferimento a 4,43 MHz; (2) = dal decodificatore PAL; (3) = alla matrice di decodifica.

cati con *H*, *T* e *K*; per il demodulatore *V* i punti sono *G*, *V* e *I*. I punti di misura per l'oscillografo sono nella fig. 1 i punti *I* e *K*, che sono le uscite dei due demodulatori sincroni. Nella fig. 22 le parti stampate in rosso indicano i due demodulatori sincroni. In questo schema a blocchi si può riconoscere facilmente il percorso del segnale.

5.7. - Controllo e taratura dei fattori di amplificazione

Allo scopo di evitare la saturazione dei modulatori del trasmettitore, entrambi i segnali differenza colore U_R e U_B vengono attenuati di un determinato fattore. Il segnale differenza colore rosso secondo il fattore 0,88 ed il segnale differenza colore blu secondo il fattore 0,49. Si scrive 0,49 $(U_B - U_Y) = U$ e 0,88 $(U_R - U_Y) = V$ e si parla quindi di segnali differenza colore ridotti.
Come noto i due demodulatori danno i segnali ridotti *U* e *V* se, come avviene per certi tipi di demodulatori, non avviene alcuna correzione nel trasformatore eccitatore a 4,43 MHz posto all'ingresso.
A questo punto il segnale *U* deve essere amplificato secondo il fattore 1 : 0,49 = 2,03 ed il segnale *V* secondo il fattore 1 : 0,88 = 1,14, affinchè i segnali $U_R - U_Y$ e $U_B - U_Y$ si possano passare alla matrice di decodifica. Si può aggirare l'ostacolo variando l'ampiezza del segnale *V* prima o dopo il demodulatore sincrono, in modo che il segnale *U* risulti amplificato rispetto al segnale *V* del fattore 2. Nella fig. 22 quanto sopra viene ottenuto inserendo un potenziometro. Calcolando esattamente il valore del fattore di riduzione si ottiene 0,56. Esempio: il demodulatore *V* fornisce 1 V_{pp} misurato sullo schermo dell'oscillografo collegato all'ingresso del potenziometro; la tensione all'uscita cioè sul cursore del potenziometro deve essere di 0,56 V_{pp}.
Questa misura viene effettuata con l'ausilio del generatore di barre colore. Se si usano due diversi canali di amplificazione questi devono essere fissati su 2,03 per $U_B - U_Y$ e su 1,14 per $U_R - U_Y$.
Se i demodulatori sincroni sono correttamente tarati, una matrice RGB può venire esaminata all'oscillografo e tarata molto facilmente in corrispondenza dell'elettrodo di comando del verde. L'oscillogramma *Y* della fig. 10 e la fig. 32 mostrano il segnale *U* che si presenta nel caso di corretta taratura. A seconda che il bianco venga trasmesso con una componente del 100% o del 75% di U_Y, si presenta una curva di aspetto molto evidente, che per le prime 4 barre provoca il pieno pilotaggio e per le utime 4 barre — dal porpora in poi — provoca l'interdizione del cannone del verde. Se la componente *V* non è correttamente tarata, si può riconoscere subito l'errore dal fatto che le linee orizzontali della fig. 32 sono interrotte. Il regolatore della fig. 22 in questo caso deve essere spostato finchè non si ottenga l'oscillogramma *Y* della fig. 10.
La taratura presuppone che il rapporto Contrasto-Saturazione dei colori sia stato in precedenza correttamente impostato. Nel caso di errata determinazione di tale rapporto i singoli colori danno luogo a scale in salita oppure in discesa.
Analogamente la taratura del fattore di amplificazione può venire effettuata nel segnale U_R come appare nell'oscillogramma *X* di fig. 10. Anche qui è importante che la curva rivelata sia mantenuta nell'esatto rapporto di ampiezza. Variando l'ampiezza del segnale *V* mediante il regolatore di cui a fig. 22 viene osservato l'oscillogramma U_R. Cambiando la tensione *V* si sposta il livello di tensione delle barre ciano e verde e quello delle barre Porpora e rosso di fig. 10 (oscillogramma *X*).
La regolazione è esatta quando le tensioni corrispondenti alle barre ciano e verde sono uguali a quelle delle barre

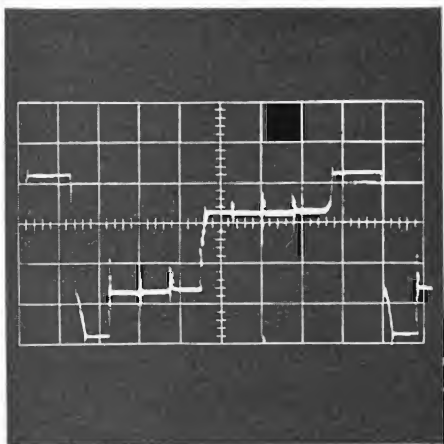



Fig. 32.

blu e nero e le tensioni delle barre porpora e rosso corrispondono a quella della barra gialla (fig. 33).

Le fig. 32, 33 e 34 rappresentano gli oscillogrammi che si ottengono collegandosi agli elettrodi di pilotaggio dei cannoni verde, rosso e blu nel caso di matrice RGB. La fig. 35 mostra l'effetto dell'errata taratura del segnale U_R e la fig. 36 mostra l'effetto sul segnale U_G di un inesatto fattore di amplificazione.

5.8. - Controllo e taratura della matrice differenza colore

Mediante la matrice differenza colore si ottiene la vera e propria decodifica nel cinescopio a colori. Il cinescopio a colori viene comandato sul catodo dal segnale di luminosità $-U_Y$ e mediante le tre griglie controllo dai segnali di differenza colore $U_R - U_Y$, $U_G - U_Y$ e $U_B - U_Y$. Per il controllo e la taratura di questo stadio ci si avvale della fig. 18 ($D - L - M - N$). I punti di misura sono indicati nella fig. 1 con le lettere $D - L - M - N$.

I valori delle ampiezze dei segnali $U_G - U_Y$, $U_R - U_Y$ e $U_B - U_Y$ stanno tra loro come 62 V_{pp}, 105 V_{pp} e 134 V_{pp} per valori della saturazione del colore di 75% e campo di regolazione del cinescopio a colori di 100 V_{pp}. L'andamento delle curve si ricava dalla fig. 10. I fattori di riduzione devono essere impostati seguendo le indicazioni del costruttore e questo si può fare molto facilmente con l'aiuto del generatore di barre di colore.

5.9. - Controllo e taratura della matrice RGB

Anche questa taratura si propone lo stesso scopo di quella descritta al punto 5.8. Si deve osservare che il segnale U_Y ed i segnali U e V vengono portati insieme alla matrice di decodifica, come mostra la fig. 2 e come appare dagli oscillogrammi D, L ed N della fig. 10.

Ci si può riferire anche agli oscillogrammi delle fig. 4, 32, 49 e 50. Se si osserva con l'oscillografo la matrice RGB, si deve controllare la forma degli angoli, cioè se la curva di risposta dell'amplificatore presenta la giusta larghezza di banda. Eventuali errori vengono rivelati dalla presenza di sovraelongazioni o di smussamenti in corrispondenza dei fronti di salita. All'uscita di questo stadio si devono riscontrare le tensioni di pilotaggio del cinescopio a colori secondo le curve X, Y, Z di fig. 10; tali tensioni assicurano ai tre cannoni l'interdizione o il pieno pilotaggio a seconda delle barre di colore.

I punti di misura per la matrice RGB sono indicati in fig. 2.

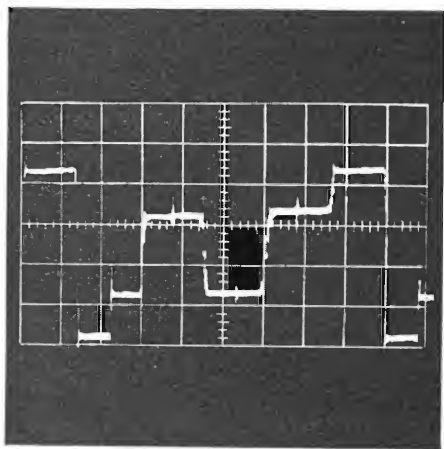



Fig. 33.

5.10. - Controllo della commutazione PAL

Nel punto Q della fig. 1 si deve misurare un segnale che cambia di polarità ogni 64 μsec. Amplificato arriva ad un oscillatore a 7,8 kHz e si trova all'uscita di tale oscillatore come impulso di trigger per controllare un multivibratore bistabile. All'uscita del multivibratore bistabile, un segnale ad onda quadra comanda il commutatore elettronico.

La taratura oltre che seguire il percorso degli impulsi di riconoscimento PAL, si limita alla taratura per la massima uscita del circuito oscillante a 7,8 kHz.

5.11. - Prova del Color-Killer

La prova del Color-Killer si effettua mediante il regolatore della tensione RF del generatore di barre di colore. Per tale controllo si ruota lentamente all'indietro il regolatore, finchè in corrispondenza di un'immagine disturbata dal rumore le barre di colore scompaiono e resta solo la scala dei grigi sempre affetta da forte rumore.

Con la variazione del livello della RF si varia contemporaneamente l'ampiezza del Burst, in modo che oltrepassando un certo livello-soglia entra in funzione il Color-Killer.

5.12. - Prova generale delle funzioni del canale di crominanza

1) Prove di funzionamento del canale di crominanza a 4,43 MHz.

2) Prove di funzionamento nella matrice di decodifica con le uscite dei demodulatori sincroni.

3) Prove di funzionamento nel canale di amplificazione del Burst, con agganciamento della fase.

4) Prove di funzionamento del commutatore PAL.

5) Prove di funzionamento dell'oscillatore di riferimento.

1 - Queste misure sono descritte ai punti 5.2. e 5.3. Si deve disporre di un oscillografo a 10 MHz. Serve durante il controllo del funzionamento per seguire il segnale a 4,43 MHz di fig. 9 fino agli ingressi dei demodulatori sincroni. Ogni ulteriore dato si ricava dalla fig. 1 (punti E, F, G, H).

2 - Anche qui ci si limita alla ricerca di errori seguendo il percorso dei segnali demodulati. Per l'uscita U_G viene cortocircuitato per questo controllo una volta il demodulatore V ed una volta il demodulatore U come appare in fig. 1 (punti I e K). In entrambi i casi dal demodulatore non cortocircuitato deve arrivare un segnale alla uscita di pilotaggio del cannone del verde,

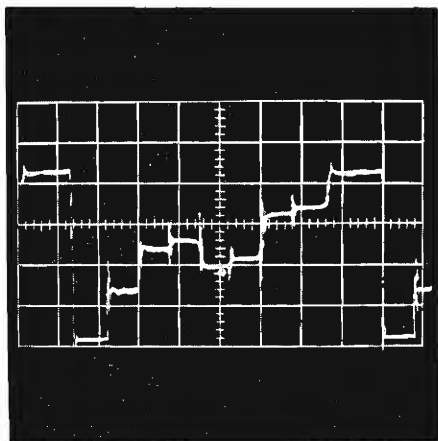



Fig. 34.

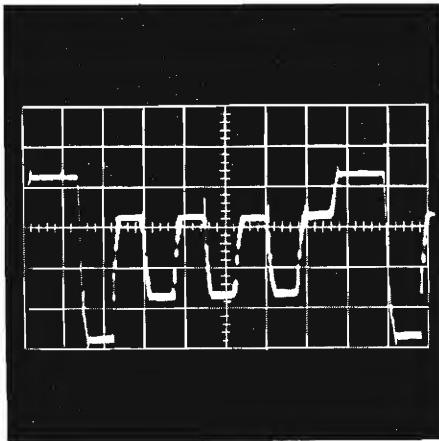



Fig. 35.

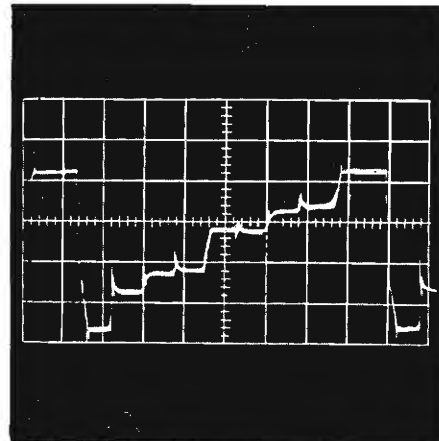



Fig. 36.

come appare dal fig. 1 (punto *M*) oppure nel caso di matrice RGB dalla fig. 2 (punto Y). Se si usa un segnale a barre di colore, nel caso di matrice differenza colore si devono osservare rispettivamente gli oscillogrammi *L* ed *N* di fig. 10. Corrispondentemente nel caso di matrice RGB si devono osservare gli oscillogrammi *Z* ed *X* nel noto rapporto di ampiezza, necessario per formare il segnale non ridotto.

3 - A causa della interruzione del Burst si possono osservare sull'oscillografo ogni 64 μsec le oscillazioni a 4,43 MHz Se si dilata l'oscillogramma si devono poter riconoscere da 7 a 10 oscillazioni.

Con la corrispondente ampiezza servono per l'agganciamento della fase.

In fig. 1 si devono misurare nel punto *E'* il segnale TV colore completo, nel punto *P* il Burst interrotto e nel punto *O* il segnale di interruzione a frequenza di riga.

4 - Dopo l'agganciamento della fase dal punto *Q* di fig. 1 il segnale di riconoscimento PAL sotto forma di impulso positivo e negativo, che cambia polarità ogni 64 μsec, raggiunge l'oscillatore a 7,8 kHz. Alla sua uscita si hanno delle oscillazioni che arrivano al multivibratore bistabile. Alla uscita di quest'ultima si ha un'onda quadra che comanda il commutatore elettronico.

5 - Il tubo a reattanza riceve nel punto *R* di fig. 1 la tensione di regolazione filtrata attraverso il passa basso. All'ingresso dello stadio comparatore di fase si deve misurare nel punto *T'* un'oscillazione a frequenza fissa di 4,43 MHz, tuttavia si deve osservare che il segnale nel punto *V* presenterà delle interruzioni che sono da imputarsi alla commutazione ad onda quadra. Infine nel punto *W* si può misurare una tensione continua che se viene per es. introdotta dall'esterno, serve a provare il funzionamento del Color-Killer.

6. - MODALITÀ DI TARATURA CON IL GENERATORE DI BARRE COLORE NORD MENDE, MEDIANTE L'OSSERVAZIONE DELL'IMMAGINE SULLO SCHERMO

6.1. - Taratura del circuito trappola a 4,43 MHz

Come descritto al punto 4.3.,premere il tasto « Blu », regolare sullo zero la saturazione del colore, contrasto al massimo e luminosità tale da ottenere un quadro grigio. Quindi ridurre al minimo il reticolo. Analogamente si procede per la taratura del filtro dell'audio a 5,5 MHz dopo aver premuto il tasto corrispondente.

6.2. - Taratura del canale FI a 4,43 MHz

Premere il tasto « Barre di colore », regolare correttamente il contrasto e la luminosità della scala in bianco e nero, regolare accuratamente la definizione delle variazioni dei grigi. A questo punto ruotare leggermente il comando della saturazione del colore. Infine si possono tarare i circuiti di filtro del canale del colore. Le variazioni di colore delle barre devono apparire ben definite ed ed in ciascuna riga la luminosità del colore deve restare costante. Nell'ingrandimento si può vedere che i singoli fosfori colorati in corrispondenza dei cambiamenti di colore, in caso di inesatta taratura, si presentano anche dove non dovrebbero comparire. Per es. nel passaggio rosso-blu si possono osservare nella barra rossa dei punti blu e nella barra blu dei punti rossi. Analoghe considerazioni valgono per le altre barre di colore. Nel caso di esatta taratura si deve riscontrare una netta delimitazione dei passaggi di colore.

6.3. - Taratura del decodificatore PAL

Anche qui ci si serve del segnale di colore. Per la regolazione si usano i comandi indicati con le lettere *A* e *P* nella fig. 22. Contrasto e luminosità vanno impostate correttamente. Si aumenta la saturazione del colore senza che si determini alcun sovraccarico. Se il decodificatore PAL non è esattamente tarato si manifesta il cosiddetto effetto « persiana ». Si riconosce chiaramente che le righe tracciate una sopra l'altra presentano diversa tonalità nel caso di colori misti e diversa luminosità nel caso di colori primari.

Mediante i regolatori *A* e *P* si elimina la differenza tra le righe.

6.4. - Taratura dei demodulatori sincroni

Anche questa regolazione con un po' di pratica può essere effettuata evitando l'uso di un oscillografo. Allo scopo risponde ottimamente il generatore di barre colore. La taratura si può fare anche usando lo schermo rosso o quello blu.

Il demodulatore sincrono del rosso deve essere regolato in modo che la barra del rosso alla saturazione presenti la massima luminosità senza alcuna variazione di tonalità (scarsa illuminazione dei fosfori verdi e blu).

Per la regolazione del demodulatore del blu si procede nello stesso modo. Si deve portare alla massima saturazione la barra del blu. Anche in questo caso si deve fare attenzione ad evitare il più piccolo peggioramento della qualità

del colore sia della barra del blu che delle altre barre.

6.5. - Taratura della matrice di decodifica

Questa taratura deve essere condotta secondo i punti 5.8. e 5.9. tenendo conto dei valori dei segnali delle barre dai colore. Se non si dispone di un oscillografo si può procedere nel modo seguente: regolare correttamente contrasto, luminosità e saturazione del segnale blu (barre del blu). A questo punto si osservano le barre verde e blu e si sposta il regolatore dell'amplificazione (si fa l'ipotesi che si abbia una scarsa saturazione ed una scarsa luminosità del colore) in modo che scompaiano completamente i punti rossi nella barra verde ed i punti verdi nella barra rossa. Il cannone del rosso resta interdetto nella barra verde e viceversa. Non è difficile giudicare quando si abbia presente la successione di colori delle barre. Nel caso di taratura grossolana si riconosce anche che, disponendo correttamente il fattore di amplificazione, le barre rossa e verde riacquistano l'esatta tonalità in rapporto alle altre.
Qualora le misurazioni e le tarature descritte dai precedenti punti vengano affrontate praticamente per la prima volta da un tecnico, si comprende rapidamente che il Service per il colore risulta molto semplice con l'uso di un generatore di barre colore, di un oscillografo e di un voltmetro a valvola. Si presuppone inoltre una certa conoscenza di base della teoria di un ricevitore TV a colori.

7. - DATI TECNICI DEL GENERATORE DI BARRE COLORE FG 387

Funzioni:

I) Immagine di prova a barre di colore secondo il sistema NTSC/PAL (luminosità e saturazione del colore).

II) Immagine di prova in bianco e nero.

III) Segnale audio.

Parte video:

Segnale colore: 6 barre colorate verticali (immagine di prova normalizzata ridotta al 75%).

Ampiezza della sottoportante del colore e relazione di fase:

Giallo: circa ± 0,33; = 167°. Verde: circa ± 0,44; = 241°. Rosso: circa ± 0,47; = 103°. Ciano: circa ± 0,47; = 283°. Porpora: circa ± 0,44; = 61°. Blu: circa ± 0,33; = 347°.

Segnale di luminosità.

8 livelli: Bianco = 1; Giallo = 0,67; Ciano = 0,52; Verde = 0,44; Porpora = 0,31; Rosso = 0,22; Blu = 0,08.
12 linee orizzontali, 15 verticali.

Frequenza della sottoportante del colore: 4,43362 MHz (Quarzo).

Frequenza di riga: 15,625 kHz.

Frequenza di quadro: 50 Hz.

Sottoportante colore, frequenza di riga e frequenza di quadro sono accoppiate mediante degli stadi divisori.

Oscillazione di sincronismo del colore (Burst):

Burst commutato.

Fase del Burst: 180° ± 45°.

Oscillazioni del Burst: 12 ± 1 = $\underline{\Delta}$ 2,7 μsec.

Ampiezza del Burst: 25% RF $\underline{\Delta}$ = segnale di sincronismo.

Posizione del Burst: inizia 5,1 μsec dopo il fianco di salita dell'impulso di riga.

Rapporto segnale/impulso: 75/25.
regolabile: da 75/5 fino a 75/40.

Parte audio

Frequenza sottoportante audio: 5,5 MHz (disinseribile).
Modulazione FM : 1 kHz (disinseribile).

Parte RF

Portante RF

Banda I + FI, 33...68 MHz; Banda III: 174...225 MHz; Banda IV/V:470 ...853 MHz.

Uscite

Segnale TV/TVC:

max. 1,3 V_{pp} su 75 Ω, regolabile con continuità.
Polarità del segnale TV: a scelta positiva o negativa.
Uscita sincronismi: 15,625 Hz.
Tensione di uscita: 4 V_{pp} su 1 kΩ.
Durata degli impulsi: 4,7 μsec.
Uscita RF: > 5 mV su 60 Ω.

Attenuatore: > 60 dB, regolabile con continuità.

Dati generali

Connessione alla rete:

220 V/110 V ± 10% 50/60 Hz.
Potenza assorbita: 18 VA.
Misure: 240 × 160 × 195 mm.
Peso: circa 4,5 kg.
Accessori:
cavo di connessione con simmetrizzatore tipo 308.01.

A.

Planox: nuovo processo di produzione dei circuiti integrati

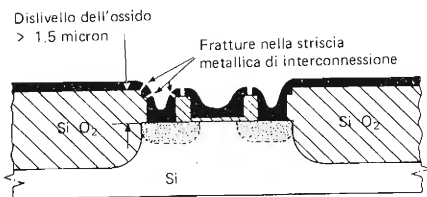



Fig. 1 - Processo MOS convenzionale.

Gli studiosi ed i tecnici dei laboratori milanesi di ricerca e sviluppo della Società Generale Semiconduttori (SGS), hanno ideato e messo a punto un nuovo metodo per la produzione dei circuiti integrati e dei transistori del tipo MOS (Metal Oxide Semiconductor, dispositivi, come dice la terminologia inglese, che sfruttano i fenomeni intercorrenti fra un metallo, un semiconduttore e un suo ossido).
Il nuovo sistema di produzione, ora brevettato in tutto il mondo, non solo migliora l'affidabilità e le caratteristiche elettriche di questi dispositivi a semiconduttori, ma ne facilita anche la fabbricazione. Esso è stato battezzato PLANOX® dall'acronimo delle parole inglesi Plane Oxide (ossido a superficie piana).
Come è noto, nei transistori MOS, è necessario avere diversi spessori di ossido di silicio in corrispondenza alle differenti regioni del dispositivo. Infatti in essi è indispensabile avere uno strato sottile di ossido di silicio sulla regione di « porta » (gate), perchè si abbia un basso valore della tensione di soglia per i dispositivi attivi ed un forte spessore di ossido di silicio sull'area esterna ai dispositivi attivi (field) perchè si abbia una elevata tensione di soglia sui transistori MOS parassiti. Analogamente nei transistori bipolari è utile avere un forte spessore di ossido di silicio sulla regione di collettore per avere una bassa capacità delle aree di metallizzazione per le saldature dei contatti (pads), mentre lo spessore di ossido di silicio sulla regione di base è spesso limitato da esigenze di altra natura. Questi diversi spessori di ossido di silicio danno luogo a forti dislivelli di superficie o « gradini »
Si è notato che in corrispondenza dei gradini di ossido di silicio si verificano fratture nelle strisce metalliche di interconnessione e di contatto con conseguenti cattivi contatti elettrici e talvolta interruzioni (fig. 1).
Le principali ditte mondiali di semiconduttori hanno cercato di ovviare a questo problema ricorrendo a diversi accorgimenti, quali un controllo accurato della forma dei gradini e l'impiego di metallo più spesso. Nessuna di queste soluzioni si presenta tuttavia agevole e senza inconvenienti.

Ora il nuovo metodo PLANOX ideato dagli scienziati della Società Generale Semiconduttori, pur permettendo di avere diversi spessori di ossido, fa sì che la superficie del dispositivo sia piana entro i limiti di 0,5 micron. La nuova tecnica « Planox », brevettata dalla SGS ha quindi lo scopo di migliorare l'affidabilità e le caratteristiche elettriche dei dispositivi a semiconduttore.

Per poter ottenere i risultati desiderati era necessario disporre di un materiale dielettrico che avesse le seguenti proprietà:

1) fosse attaccabile in modo selettivo rispetto all'ossido di silicio;

2) costituisse una barriera alla diffusione di ioni ossigeno ed agisse quindi come schermo contro l'ossidazione.

Un materiale che presenta queste proprietà è il nitruro di silicio, Si_3N_4. Esso costituisce infatti un ottimo schermo alla diffusione di drogante e alla ossidazione anche ad alta temperatura e presenta una resistenza all'attacco dell'acido fluoridrico concentrato o diluito e dell'acido fosforico molto diversa da quella dell'ossido di silicio, permettendo così un « attacco » selettivo.

Il processo consiste nel depositare su una piastrina di silicio uno strato sottile di nitruro di silicio (fig. 2); mascherare secondo una tecnica nota ed attaccarlo chimicamente in modo da avere silicio scoperto sulle zone interessate alla crescita di un forte spessore di ossido di silicio (fig. 3), indi fare crescere un primo strato di ossido mediante ossidazione termica (fig. 4). L'ossido si forma soltanto nelle zone

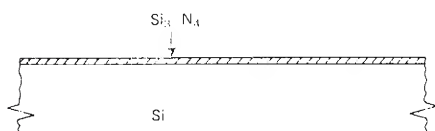



Fig. 2.

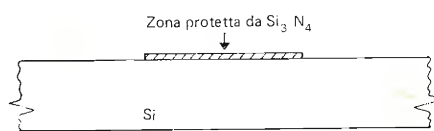



Fig. 3

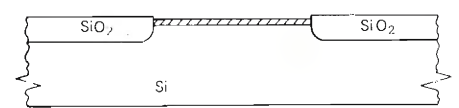



Fig. 4.

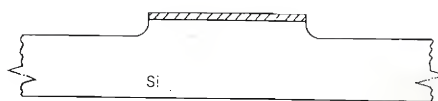



Fig. 5.

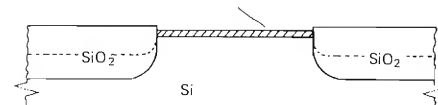



Fig. 6.

Fig. 7.

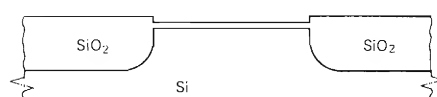



Fig. 8.

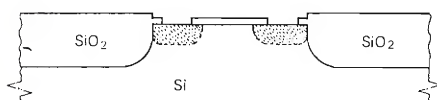



Fig. 9.

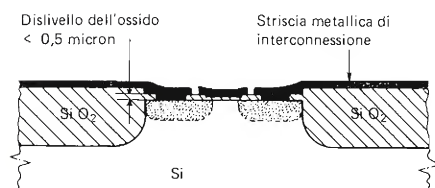



Fig. 10 - Processo PLANOX.

non protette dal nitruro di silicio e cresce a spese del silicio; come è noto, risulta convertito in SiO_2 uno strato di Si il cui spessore è circa la metà (45%) di quello dell'ossido formatosi.
A questo punto del processo si è già ottenuto un notevole vantaggio in quanto il dislivello tra la superficie superiore dell'ossido e la superficie del silicio protetto dal dielettrico è ridotta alla metà dello spessore di ossido cresciuto.
Volendo migliorare ulteriormente la situazione si procede nel modo seguente: si asporta l'ossido termico con acido fluoridrico (fig. 5), il quale non attacca il nitruro di silicio e viene eseguita una seconda ossidazione termica, uguale alla prima, la quale farà crescere ancora un forte spessore di ossido di silicio sull'area da cui l'ossido era stato precedentemente asportato (fig. 6). In questo modo la superficie dell'ossido risulta praticamente allo stesso livello del silicio ricoperto dal dielettrico.
A questo punto si rimuove il dielettrico mediante attacco selettivo (fig. 7) e con le note operazioni del processo planare si realizza il dispositivo voluto: diodo, transistore bipolare o transistore MOS (fig. 8, 9, 10).
In ogni caso, alla fine del processo, si avranno sulla superficie della fetta di silicio differenze di livello molto ridotte rispetto a quelle ottenibili con una tecnica convenzionale, come si può vedere facilmente confrontando le fig. 1 e 10 che schematizzano rispettivamente un transistore MOS ottenuto con la tecnica convenzionale ed uno ottenuto con la tecnica PLANOX.
Nel caso di applicazione ai circuiti integrati MOS la tecnica PLANOX permette inoltre di migliorare le caratteristiche elettriche dei dispositivi mediante una riduzione delle capacità parassite.

Attenuatori di potenza tarati a 3 GHz

A questi attenuatori coassiali, progettati in modo assolutamente speciale, si possono applicare da 3 a 30 W di potenza.
Sono disponibili in esecuzioni a scatti di 0,5; 1; 2; 3; 4; 5; 6; 7; 8; 9; 10; 20; 30; 40; to50 e 60 dB. Sono pronte a magazzino unità con qualsiasi combinazione di connettori di tipo BNC, TNC o N. A richiesta possono essere forniti connettori miniatura o subminiatura. Costruttore Dynographic Electronic Corp. - 57 Blomingdale Rd. - Hicksville, N. Y. 11801.

Completate le riassunzioni alla Eltel di Palermo

In questi ultimi tempi hanno ripreso il lavoro gli ultimi dipendenti della ex Rayteon-Elsi di Palermo che venne chiusa circa due anni fa per fallimento.
Con questo atto è stato assolto con due mesi di anticipo sul previsto l'impegno che la Eltel — una azienda costituita nell'ambito del Gruppo STET attraverso la Società Italiana Telecomunicazioni Siemens — aveva assunto di avviare nuovamente l'attività produttiva e di riassorbire tutti i dipendenti in forza all'atto della chiusura.
Attualmente lo stabilimento palermitano, oltre alle precedenti attività nel settore dei cinescopi per TV, dei magnetron e degli scaricatori, sta avviando altre produzioni nei settori delle telecomunicazioni e in particolare dell'elettroacustica, apportando così un notevole contributo tecnico ed occupazionale nell'ambito palermitano. *(a.n.)*

Un'industria in crescente sviluppo: micromoduli, microschede e microeditori

I micromoduli stanno creando un'industria in costante sviluppo mano a mano che ditte commerciali, biblioteche, università ed uffici governativi fanno sempre un maggior uso di tale sistema sia per archiviare, sia per ricercare dati.
Nel campo della micro-riproduzione gli investimenti negli Stati Uniti hanno superato il valore di 500 milioni di dollari l'anno, e si stima che le vendite delle micro-pubblicazioni raggiungano il valore di 25 milioni di dollari l'anno.
Negli Stati Uniti vengono correntemente usati sette tipi di micromoduli. Uno dei più comuni è una riduzione standardizzata di 60 immagini su una microscheda di cm 10,16 × 15,24. Recentemente l'industria privata ha reso possibili riduzioni nell'ordine di 200 a 1, il che permetterebbe la riproduzione di alcuni libri su una singola microscheda.
Esistono negli Stati Uniti circa 60 micro-editori che impiegano tecniche di vario tipo ed apparecchiature prodotte da più di 25 ditte. Tali case editrici forniscono micromoduli di edizioni esaurite, dati commerciali e tecnici, e rapporti medici e legali. Una casa editrice ha messo a disposizione del pubblico su microschede le descrizioni complete e le relative informazioni riguardanti oltre 21.000 prodotti di 1350 organizzazioni di vendita. Il Governo degli Stati Uniti impiega largamente vari tipi di micromoduli. Nel 1967 « The U.S. Clearinghouse for Federal Scientific and Technical Information » ha venduto 1.500.000 microschede, ed almeno altre 600.000 microschede di informazioni governative sono state vendute da imprenditori commerciali. (*n.s.*)

SIP - Società Italiana per l'Esercizio Telefonico p. a.

Con il perfezionamento delle tecniche operative si è determinata la necessità di un maggiore e migliore inserimento dei moderni elaboratori nella gestione aziendale.
Questi ultimi, infatti, orientati alle comunicazioni e perciò potenzialmente idonei ad operare a distanza, consentono di effettuare lo scambio di informazioni con le sedi periferiche, secondo le tecniche della trasmissione dati, che permette di convogliare i dati su linee telegrafiche e telefoniche urbane, interurbane ed internazionali, alle velocità richieste da ciascun sistema elaborativo.
Il Servizio Trasmissione Dati consente una vasta gamma di possibilità di utilizzazione: dall'elaborazione automatica tra grossi centri elettronici ai sistemi di elaborazione a distanza del tipo « domanda/risposta » o del tipo « time sharing », che permette ad un elevato numero di utilizzatori di disporre di un unico elaboratore centralizzato di notevole potenza.
Il Servizio è stato affidato alla SIP - Società Italiana per l'Esercizio Telefonico p. a., che attraverso la propria organizzazione capillare, è in grado di assicurare all'utenza la più completa assistenza tecnico-commerciale sia in fase di studio e progetto della configurazione dei collegamenti, secondo le diverse particolari necessità dei richiedenti, sia in fase di esercizio.
Ponendo le reti di telecomunicazioni ed i relativi apparati di conversione dei segnali (modem) al servizio della elaborazione elettronica a distanza, il Servizio Trasmissione Dati reca un notevole contributo all'ammodernamento dell'economia e della ricerca scientifica in Italia. (*a.n.*)

ITALCABLE

La Società Italcable (Gruppo IRI/STET) che, com'è noto, esercisce per delega dallo Stato i servizi di telecomunicazioni internazionali (telegrafia) ed intercontinentali (telex, telefonia, fototelegrafia, trasmissione dati, programmi, ecc.) era presente alla Fiera delle Comunicazioni con una sintetica, ma interessante rappresentazione delle proprie attività.
Nello stand ad essa riservato, nell'ambito del vasto padiglione occupato da tutte le Società del Gruppo STET, la Italcable esponeva una importante apparecchiatura denominata «*Eladex*». Si tratta di un adattatore di segnalazione elettronico per il servizio telex internazionale. L'apparato è destinato ai centri di commutazione internazionali per consentire lo svolgimento automatico delle comunicazioni telex sui circuiti uscenti internazionali e intercontinentali via radio, satellite e cavo. L'apparecchiatura provvede alla tassazione esatta delle comunicazioni, all'identificazione dell'utente chiamato e chiamante, all'invio della data ed ora nonchè all'invio automatico all'utente chiamante, della durata della conversazione. L'Eladex contiene una memoria capace di immagazzinare tutti i dati relativi a ciascuna conversazione necessari per la fatturazione all'utenza e per la contabilità internazionle. L'Eladex, ideato dalla Italcable, compie le operazioni di un piccolo computer collegato ad ogni singolo circuito e costituisce oggi un primato in quanto è l'unica apparecchiatura nel suo genere esistente al mondo. A titolo dimostrativo per i visitatori lo Eladex è stato reso funzionante a circuito chiuso.

Il servizio di « trasmissione dati » è rappresentato da due terminali operanti con banda perforata a 8 elementi con possibilità di coordinamento telefonico con rilevazione di errore su blocco. Tali terminali sono impiegabili su linee telefoniche intercontinentali via cavo coassiale sottomarino o via satellite. (*a.n.*)

Panoramica dei prodotti Telefunken. Realizzati per gli esigenti. Esigenti nel vedere e nell'ascoltare. Prodotti fedeli alle immagini ed ai suoni. Prodotti che conquistano pezzo per pezzo la fiducia del pubblico.

Complesso stereo Acusta HI-FI: formula perfetta che la Telefunken ha realizzato per gli amatori più esigenti dell'alta fedeltà. L'amplificatore, il giradischi, il sintonizzatore ed il registratore si completano a vicenda per le loro eccezionali qualità tecniche, per l'estetica raffinatissima e per l'armonioso insieme.

Incontro con Telefunken

Nell'atmosfera cordiale ed accogliente della nuova sede Telefunken di Cinisello Balsamo, sono state presentate in anteprima a numerose personalità del mondo editoriale e giornalistico le più importanti novità poi sottoposte al giudizio del pubblico durante la 48ª Fiera Campionaria di Milano.

Il gruppo AEG-Telefunken di cui la Telefunken fa parte, nel suo costante sforzo di ricerca e di sviluppo che la vede impegnata su scala mondiale in tutti i settori dell'elettronica, in una spesa annua, per la sola ricerca, pari a circa l'8% del fatturato del gruppo, non poteva non rispondere alle aspettative di consumatori sempre più sensibili ai progressi dell'elettronica, ampliando la sua già vasta gamma di prodotti con nuovi modelli di televisori, radio, complessi fonografici e registratori.

Tutti hanno avuto modo di ammirare la nuova serie di televisori portatili 1210 realizzata in tre diversi colori — destinata per le sue caratteristiche estetiche e funzionali, al mercato dei giovani — la rinnovata gamma dei televisori da tavolo, perfetti nella tecnica, semplici nei comandi, armoniosi ed essenziali nella linea.

Particolare attenzione ha destato il nuovo modello di televisore a colori da 25", un vero gioiello della tecnica, che fornisce l'esatta misura dell'impegno dell'azienda nel campo della televisione a colori, anche se le ben note vicissitudini politiche sulla scelta del sistema non hanno ancora consentito lo schiudersi di un mercato che attende impaziente l'evolversi degli eventi.

Tutti hanno potuto ammirare ed ascoltare le perfette riproduzioni del complesso stereo Acusta HI-FI, che la Telefunken ha realizzato per gli amatori più esigenti dell'alta fedeltà e stereofonia, una realizzazione di enorme prestigio tecnico che non trascura soluzioni estetiche raffinatissime.

A questo complesso che è veramente la punta di diamante del settore HI-FI stereo Telefunken, hanno fatto degna cornice i nuovissimi complessi HI-FI «Concerto» e « Opus » nonché una ricchissima gamma di registratori, dagli stereofonici ai monoaurali, radio da tavolo e portatili, fra i quali spiccava, per i suoi vivaci e simpatici colori, l'ultima arrivata della famiglia: la radioletta spaziale KELLA, un ulteriore omaggio alle nuove esigenze giovanili.

Otton Czeczott

L'antenna Yagi lunga: considerazioni e costruzione

Sul fascicolo di gennaio 1970, della rivista polacca Radioamator, troviamo un articolo, a cura di Ing. Z. Bienkowski SP6LB, con alcuni aggiornamenti riguardanti la costruzione delle antenne Yagi e la descrizione di una antenna per 144 MHz elaborata dall'Autore in base alle vedute esposte e costruita coll'appoggio dell'Associazione dei Radioamatori Polacchi.

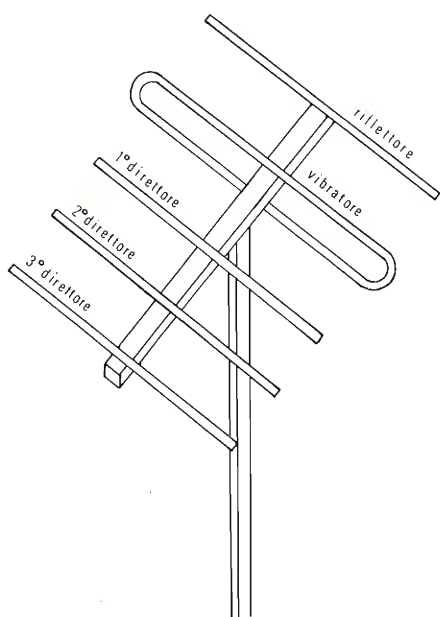



Fig. 1 - Aspetto generale di una antenna Yagi.

1. - CONSIDERAZIONI PRELIMINARI

L'antenna Yagi-Uda, comunemente detta Yagi, è dovuta a due studiosi giapponesi: prof. S. Uda e H. Yagi, che per primi e nel 1926 pubblicarono un lavoro dedicato a questo tipo di antenne. Essa, com'è noto, si compone di almeno due elementi, di cui uno attivo, che chiameremo in seguito vibratore,(1) e rimanenti passivi, detti riflettore e direttori secondo la posizione che occupano rispetto al vibratore e la direzione di massima irradiazione o di ottima ricezione (fig. 1).

L'antenna Yagi gode di una notevole direttività e, conformemente al principio di reciprocità, la sua caratteristica polare di radiazione è identica a quella di ricezione.

La lunghezza del vibratore, cioè del dipolo attivo, è circa $\lambda/2$. L'energia introdotta dal trasmettitore nel dipolo viene dallo stesso immessa nello spazio, conformemente alla propria caratteristica di radiazione, riportata in fig. 2.

Avvicinando al vibratore un dipolo passivo, cioè non alimentato, si genera in quest'ultimo una corrente indotta, di cui l'ampiezza e la fase dipendono dalla lunghezza del dipolo passivo stesso e dalla sua distanza dal vibratore. La lunghezza elettrica del vibratore è $\lambda/2$; la sua lunghezza reale è un po' inferiore a ragione della velocità di propagazione inferiore lungo il conduttore che non nello spazio libero e per effetto della capacità propria del vibratore, legata al suo reale spessore. La lunghezza del dipolo passivo si sceglie differente da quella del vibratore. Se il dipolo è più lungo del vibratore, la corrente in esso indotta sarà in anticipo rispetto a quella del vibratore e le onde elettromagnetiche secondarie, sovrapponendosi a quelle del vibratore, si sommeranno nello spazio posto davanti al vibratore e si sottrarranno nella direzione opposta, cioè oltre al dipolo. Un dipolo passivo con questo effetto si chiama riflettore. Nelle direzioni laterali, la sovrapposizione delle onde elettromagnetiche emesse dal vibratore e dal riflettore, inciderà sull'insieme della caratteristica di radiazione e la sua forma definitiva dipenderà dalla posizione reciproca dei due dipoli, dalle ampiezze e dalle fasi delle correnti che li percorrono.

Se il dipolo passivo è più corto del vibratore, la sua corrente indotta sarà in ritardo rispetto a quella del vibratore e le onde elettromagnetiche irradiate da ciascuno di essi si sommeranno nello spazio posto davanti al dipolo passivo e si sottrarranno invece nella direzione opposta, cioè oltre al vibratore. Un dipolo passivo che produce tale effetto si chiama direttore. Anche nelle direzioni laterali avvengono reciproche sovrapposizioni tra le due onde elettromagnetiche e di conseguenza si ottiene una nuova caratteristica di radiazione, la cui forma definitiva è funzione della posizione dei dipoli, delle ampiezze e delle fasi delle loro correnti.

Aumentando la distanza di un dipolo passivo dal vibratore, si diminuisce l'accoppiamento tra gli stessi e pertanto anche l'ampiezza della corrente indotta nel dipolo passivo. Di conseguenza, nel caso di un riflettore, la sottrazione completa delle due onde elettromagnetiche nella direzione oltre il riflettore stesso, cioè « indietro », è irraggiungibile e si può ottenere solo un minimo del, così detto, lobo posteriore della caratteristica di radiazione del complesso vibratore-riflettore. Nelle direzioni laterali le due onde si com-

(1) La locuzione « vibratore » anzichè « radiatore » è stata scelta evidentemente a motivo della sua inconfondibilità con l'espressione « riflettore ». — Mod. Trad.

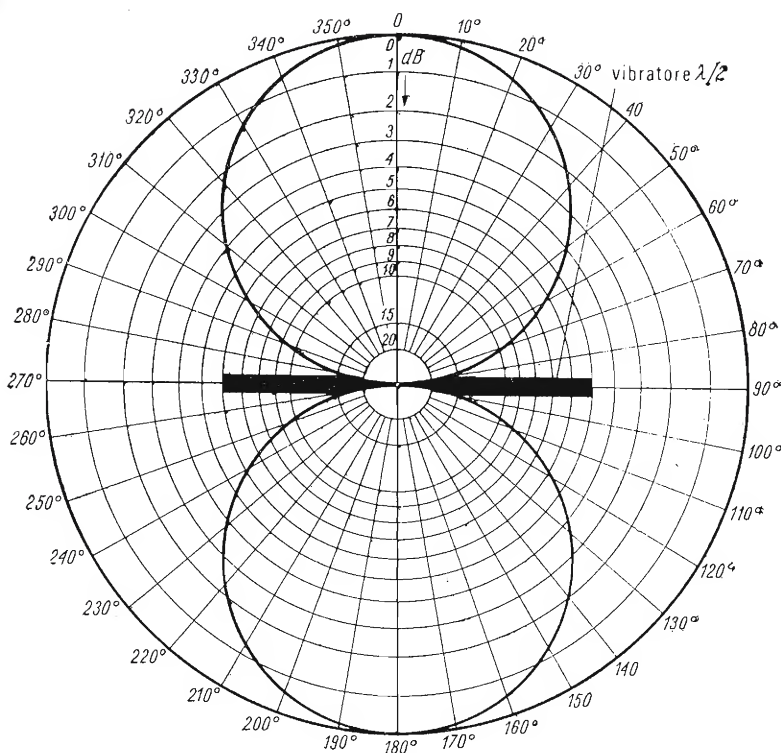



Fig. 2 - Caratteristica polare di un vibratore singolo in λ/2 in uno dei piani che lo comprende.

pensano, ma in modo che dipende dalla distanza tra il vibratore e il riflettore. La caratteristica di radiazione, oltre che dalla distanza tra i dipoli, può essere influenzata variando leggermente la lunghezza del dipolo passivo: ciò provoca una variazione dell'anticipo o del ritardo della corrente del dipolo stesso, nei confronti di quella del vibratore, e un conseguente diverso modo di sovrapposizione delle due onde elettromagnetiche corrispondenti.

I diagrammi della fig. 5 mostrano come la distanza tra un vibratore e un dipolo passivo, nonchè la lunghezza di quest'ultimo, influenzino la loro caratteristica di radiazione (in piano perpendicolare ai dipoli stessi). In certi casi lo spostamento del dipolo da una posizione in altra può invertire in senso opposto la caratteristica di radiazione, come succede nel caso di un dipolo passivo di lunghezza uguale a quella del vibratore (angolo di fase 0°): a distanza 0,17 λ dal vibratore esso funziona da direttore, mentre a 0,25 λ — come riflettore, con caratteristica analoga, ma opposta.

Disponendo poi magari di solo tre elementi: di un vibratore, di un riflettore e di un direttore, e agendo sulle distanze dei dipoli passivi dal vibratore,

Fig. 3 - Caratteristica di radiazione dopo l'aggiunta di un riflettore. La radiazione in avanti supera quella in dietro.

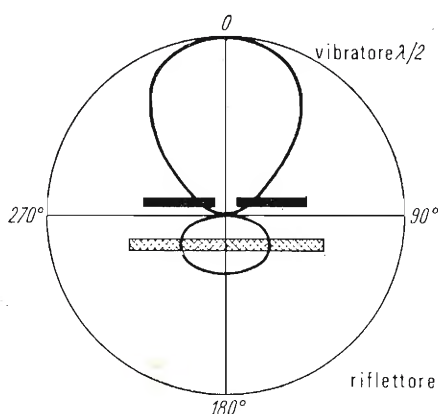



Fig. 4 - Caratteristica di radiazione di un'antenna a tre elementi. L'aggiunta di un direttore ha ridotto quasi interamente la radiazione indietro e aumentato la direttività di quella in avanti, però lasciando ancora un fascio di radiazione piuttosto largo.

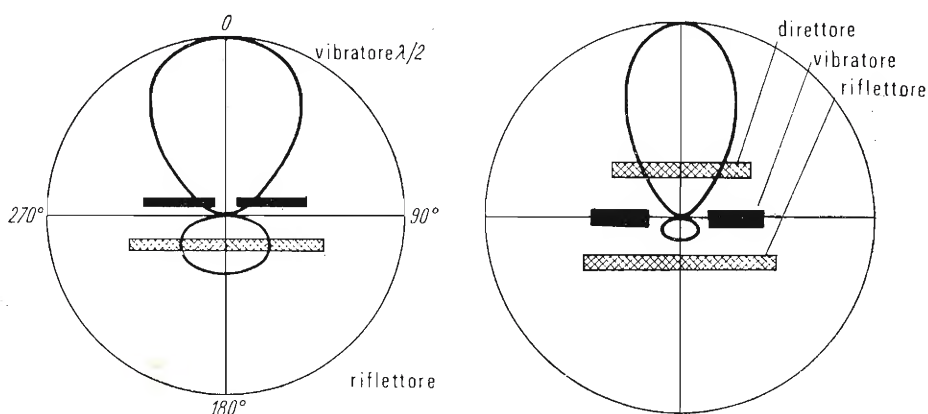
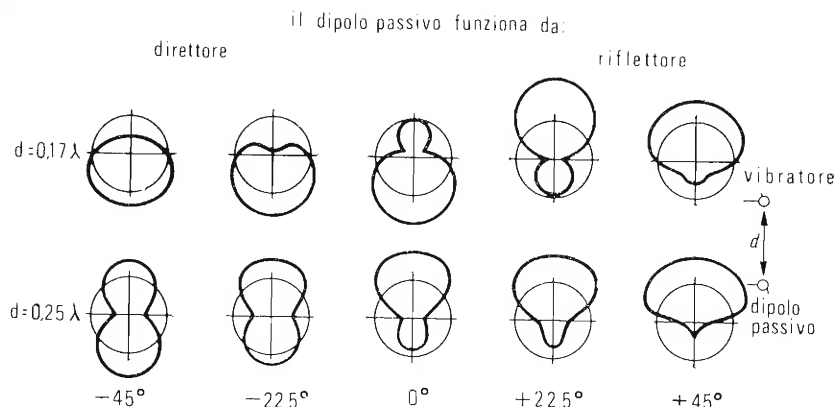



Fig. 5 - Le caratteristiche di radiazione di due dipoli, nel piano perpendicolare agli stessi. Uno dei dipoli è attivo, l'altro passivo. Le caratteristiche dipendono dalla distanza (*d*) tra entrambi i dipoli e dalla lunghezza del dipolo passivo. Per lunghezze uguali dei due dipoli (angolo 0°) la direzione di massima radiazione dipende dalla distanza tra gli stessi.

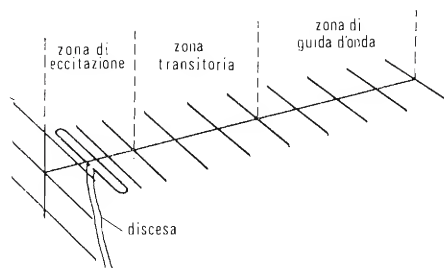



Fig. 6 - Le tre zone dell'antenna Yagi lunga.

Fig. 7 - Un'antenna sperimentale, della quale le prestazioni migliorano togliendo il riflettore (si veda fig. 8).

e sulle loro lunghezze, abbiamo già vaste possibilità di modellare variamente la caratteristica di radiazione dell'insieme, nella ricerca di quella sua forma che meglio potrebbe rispondere a determinate esigenze.

2. - L'ANTENNA YAGI LUNGA

Ricerche più recenti fatte sulle antenne Yagi hanno messo alla luce due fatti nuovi:

1°. per mezzo di dipoli disposti opportunamente e di lunghezze ben determinate, si può in larga misura variare l'impedenza d'entrata dell'antenna, da pochi ohm fino a qualche decina oltre i cento ohm;

2°. il guadagno dell'antenna dipende più dalla sua lunghezza che non dal numero degli elementi. Per esempio una Yagi convenzionale a 9 elementi offre un guadagno di 10 dB, mentre allungandola fino 2 λ offre con lo stesso numero di elementi circa 14,5 dB.

L'antenna Yagi lunga si suddivide in tre zone (fig. 6): di eccitazione, transitoria, di guida d'onda.

La configurazione della zona d'eccitazione determina la frequenza di risonanza dell'antenna e la sua impedenza d'entrata.

La zona transitoria adatta la zona d'eccitazione a quella di guida e influenza notevolmente la radiazione posteriore dell'antenna. Con una opportuna scelta e disposizione dei dipoli di questa zona si può ridurre la radiazione posteriore al punto di rendere superflua la presenza di un riflettore nell'antenna (fig. 7 e 8).

La zona di guida decide del guadagno dell'antenna e delle sue qualità direttive. Più essa è lunga e tanto maggiore è il guadagno. Volendo aumentare il guadagno di una antenna esistente, occorre ampliare la sua zona di guida, lasciando le due altre invariate.

3. - IMPEDENZA D'ENTRATA DELLA YAGI LUNGA

L'impedenza d'entrata propria di un semplice dipolo in mezz'onda si aggira intorno a 70 Ω e varia poco in funzione del suo spessore. L'aggiunta di elementi passivi, per formare una antenna Yagi convenzionale, equivale ad una riduzione dell'impedenza del dipolo attivo, talvolta a valori di pochi Ohm. Questo effetto però dipende dalle lunghezze dei dipoli passivi e dalle distanze adottate: disponendo opportunamente il 1° direttore ed il 2°, rispetto al vibratore, si raggiunge tra quest'ultimo e il 1° direttore una interazione equivalente ad un collegamento in parallelo al vibratore del direttore stesso. Di conseguenza l'impedenza d'entrata del vibratore si vede aumentata per la stessa ragione per la quale ciò succede in un dipolo ripiegato con il vantaggio però che l'impedenza stessa può essere regolata variando semplicemente l'accoppiamento tra il vibratore ed il 1° direttore, cioè la distanza fra di loro.

Esistono quindi accorgimenti costruttivi, che permettono di rendere l'impedenza d'entrata di una antenna Yagi lunga, uguale a quella propria del vibratore, cioè 70 oppure 280 Ω, con tutti vantaggi che questi valori di impedenza offrono per la realizzazione dell'alimentazione dell'antenna.

A proposito dell'impedenza d'entrata, nel caso di eventuali modifiche che si potrebbe praticare su una antenna Yagi, per esempio per aumentarne il guadagno, sarà utile tener presente che i direttori oltre il 6° influenzano poco questa impedenza.

4. - UN ESEMPIO DI ANTENNA YAGI LUNGA

In fig. 9 si riporta il disegno schematico

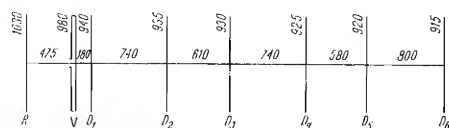



Fig. 8 - La caratteristica direzionale dell'antenna di fig. 7. In seguito ad una scelta particolare della disposizione dei direttori, la caratteristica dell'antenna migliora togliendo il riflettore.
——— con riflettore;
...... senza riflettore.

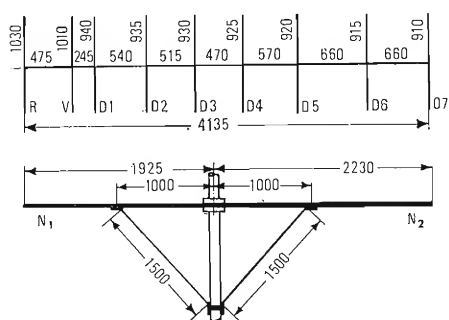
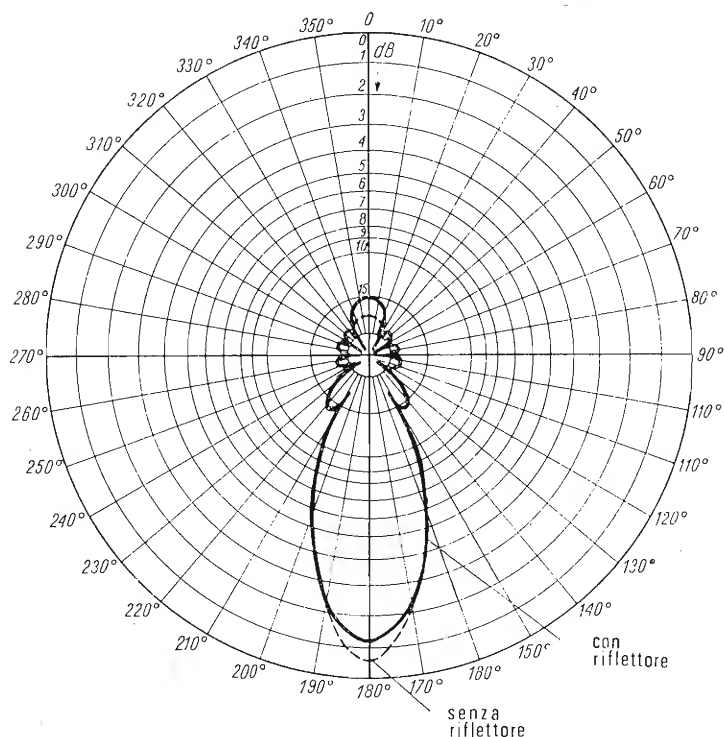



Fig. 9 - Le dimensioni principali dell'antenna Yagi lunga per 144 MHz.

dell'antenna elaborata dallo SP6LB per la trasmissione in gamma radiantistica di 144 MHz. È lunga 2 λ. Il numero degli elementi è 9. Impedenza d'entrata: 70 Ω con dipolo semplice come vibratore. Guadagno 14,6 dB. Attenuazione laterale 25 dB. I dipoli sono in aste d'alluminio ⌀ 6 mm, ma possono essere anche in acciaio ramato o zincato. Si raccomanda la verniciatura dei dipoli. L'asta portante si compone di due semiaste in tubo metallico ⌀ 16/14 mm, raccordate nelle vicinanze dell'albero portante. Come giunti di fissaggio dei dipoli passivi alla'asta portante, si raccomanda un modello capace di isolare i dipoli dell'asta stessa, evidentemente per minimizzare i danni derivanti dalla corrosione, particolarmente gravi nel caso di contatto tra metalli diversi. Il vibratore, nella sua versione di dipolo semplice, deve essere evidentemente fissato all'asta portante per mezzo di elementi isolanti, ma anche per il caso di dipolo ripiegato si prevede lo stesso modo, di fissaggio. La lunghezza del dipolo semplice è 1010 mm e da un estremo all'altro meno 20 mm di spazio tra i terminali. Nel caso di un dipolo ripiegato il suo perimetro è di 1980 mm, più 20 mm di spazio tra i terminali; la sua larghezza (cioè diametro della piega) è di 40 mm; lunghezza circa 980 mm tra le pieghe. Materiale: alluminio ⌀ 6 mm.

Per l'alimentazione dell'antenna, quando il suo elemento attivo è un dipolo semplice, si raccomanda l'uso di un normale cavo coassiale, raccordato con l'entrata della antenna attraverso un simmetrizzatore non trasformatore d'impedenza. Questo puòessere un tipo risonante in λ/4, oppure un aperiodico a banda larga riportato in fig. 10, di pratica realizzazione tutt'altro che critica. Esso è costituito da due spire dello stesso cavo usato per la discesa, avvolte in direzioni opposte. La lunghezza di ogni spira per 144 MHz e di 280 mm. In una di esse si fà uso solo della calza schermante, lasciando inutilizzato il conduttore centrale. I collegamenti risultano dalla figura. Il rivestimento isolante delle spire deve essere integro e di buona qualità. Le spire stesse devono aderire una all'altra, legate insieme per mezzo di un adatto cordoncino in materiale isolante. Il simmetrizzatore così confezionato lavora bene in una banda che va da 120 a 160 MHz.

Prima di procedere alla saldatura al conduttore esterno del cavo coassiale, si raccomanda di prepararlo nel seguente modo per non danneggiare l'isolante interno: togliere l'isolante esterno per un tratto di 2 cm; pulire la calza chermante di rame e darle una pennellata di pece greca disciolta in alcool; avvolgervi sopra un strato di filo di rame stagnato fine (⌀ 0,15 fino 0,4 mm), per la lunghezza di 1 cm; toccare l'insieme con la punta ben riscaldata di un saldatore, affinchè lo stagno scorra e formi un anello intero al quale successivamente si potrà saldare con facilità qualsiasi collegamento. Come

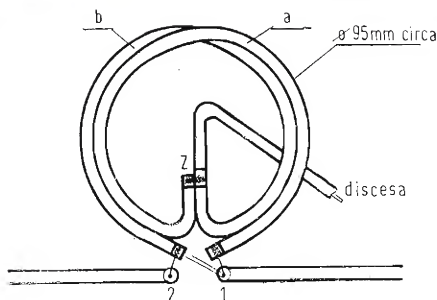



Fig. 10 - Simmetrizzatore aperiodico eseguito con cavo coassiale. Il conduttore interno della spira *b* va al morsetto 1. La calza schermante al morsetto 2. Il conduttore interno della spira *a* rimane inutilizzato. La sua calza schermante va al morsetto 1 ad una estremità, e all'altra è saldata alla calza schermante della spira *b* nel punto *Z*. Le lunghezze delle spire dal punto *Z* ai morsetti 1 oppure 2 sono 280 mm per ciascuna. Il punto *Z* deve essere ben isolato dai punti 1 e 2. Le spire si incrociano nella parte superiore e devono aderire strettamente una all'altra con i loro rivestimenti esterni. Pertanto esse devono essere legate tra loro con un filo di materiale isolante. La linea in realtà (non come sul disegno) deve scendere simmetricamente rispetto ai morsetti 1 e 2.

saldatore si raccomanda l'uso di un tipo piuttosto potente (100 W) e di portarlo a contatto col cavo per un tempo quanto breve possibile. Le saldature pronte devono essere coperte con uno strato di vernice adatta e avvolte da un nastro isolante.

5. - LA MESSA A PUNTO DELLA RESISTENZA D'ENTRATA DELL'ANTENNA

Perchè l'antenna della fig. 9 presenti le sue ottime qualità, occorre adattarla bene alla discesa. A tale scopo, quando l'antenna è già installata sul letto, si praticano piccoli spostamenti al 1° direttore, nei limiti $\pm$ 50 mm intorno alla sua distanza nominale dal vibratore, cioè 245 mm, osservando le indicazioni di un misuratore di rapporto di onde stazionarie e cercando di portarle al minimo, se non a zero. Lo strumento deve essere inserito nella linea di alimentazione in un punto a circa 10 m (5 λ) dall'antenna. Se la distanza fosse inferiore, il campo creato dall'antenna potrebbe influenzare le indicazioni dello strumento; se invece fosse maggiore, potrebbe rimanere compromessa la sensibilità del metodo, in seguito ad attenuazioni nel cavo. Durante queste operazioni di messa a punto il trasmettitore va regolato su 145 MHz circa. La posizione del 1° direttore a 245 mm dal vibratore, corrisponde ad una precisa esecuzione dell'antenna secondo i dati della fig. 9 e ad una sua installazione all'altezza di 3 m dal tetto o sopra la terra. La caratteristica di radiazione raggiunta è riportata in fig. 11; il coefficiente di onde stazionarie, in fig. 12.

7. - RILEVAMENTO DELLA CARATTERISTICA DI RADIAZIONE

L'attrezzatura necessaria per rilevare la caratteristica di radiazione di una antenna, in particolare per la gamma di 144 MHz, è la seguente.

1) Un trasmettitore stabile sia in frequenza, sia in potenza. Quest'ultima deve aggirarsi intorno a 5 fino 30 W e sarebbe desiderabile che fosse regolabile. Le frequenze offerte devono essere almeno tre: all'inizio, nel mezzo e alla fine della banda dei 2 metri.
2) Un misuratore di onde stazionarie.
3) Un'antenna trasmittente fissa, Yagi a 3 o 4 elementi, montata a 3 m da Terra e orientata su l'antenna in prova:
4) L'antenna in prova montata su un albero girevole con possibilità di lettura di ogni 5° di angolo giro.
5) Un misuratore di tensione d'uscita dell'antenna in prova.

Entrambe le antenne, trasmittente e quella in prova, saranno fissate a circa 3 metri di altezza sopra un campo pianeggiante e libero in un raggio di al meno 50 m da costruzioni qualsiasi, alberi, linee di energia elettrica.
Lo spazio tra le antenne non deve essere inferiore a 18 m ne superiore ad una trentina di metri. A distanze inferiori subentrano azioni reciproche tra le antenne; a distanze troppo grandi le tensioni generate nell'antenna in prova diventano difficili a misurare.

Durante le prove si tiene conto di due importanti proprietà delle antenne Yagi:

1) la caratteristica direzionale in trasmissione è uguale a quella in ricezione;
2) il disaccordo tra l'impedenza dell'antenna e quella del carico (o del generatore) non influenza la caratteristica direzionale dell'antenna.

Il misuratore di tensione, di cui al punto 5), è rappresentato in fig. 13 e si compone di un complesso raddrizzatore-duplicatore-filtratore attaccato ai terminali del dipolo attivo dell'antenna in prova e collegato per mezzo di un comune cavetto bipolare lungo circa 4 m con un tester 20.000 Ω/V, preceduto da un resistore variabile di 5 kΩ. A segnale massimo, quando l'antenna è orientata

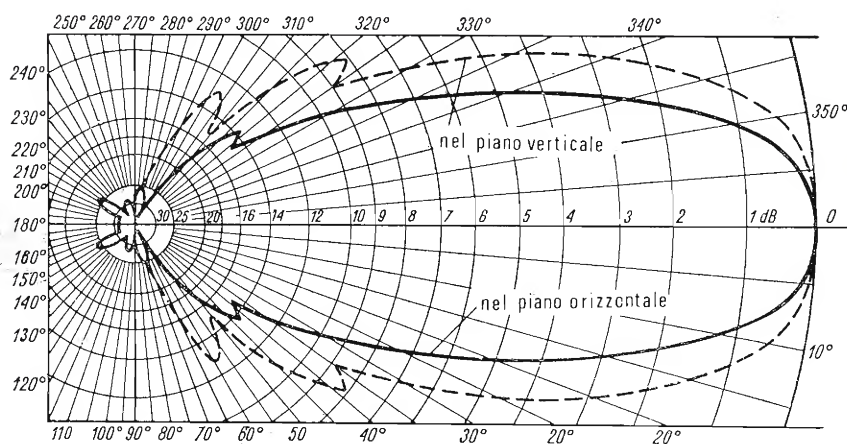



Fig. 11 - Caratteristica direzionale dell'antenna Yagi lunga a 9 elementi descritta nel testo e rappresentata in fig. 9.

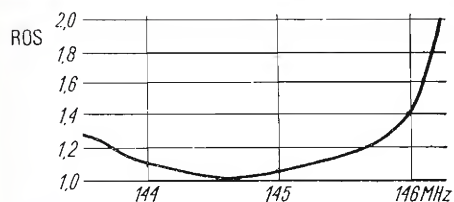



Fig. 12 - L'andamento del coefficiente di onde stazionarie in funzione della frequenza, per l'antenna della fig. 9, alimentata da un cavocoassiale 70 Ω tramite il simmetrizzatore della fig. 10. La distanza V-D1 comporta 245 mm.

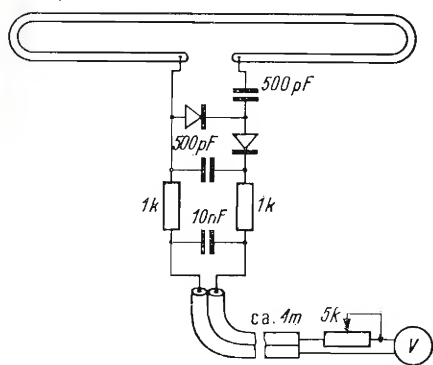



Fig. 13 - Sonda rivelatrice di alta frequenza.

su quella trasmittente, questo resistore variabile serve per fissare l'indice del tester in qualche posizione di facile lettura e vicina al fondo scala. La massima portata che può interessare durante queste prove è di 10 V f.s. Antenne munite di un dipolo ripiegato forniscono tensioni superiori che non quelle a dipolo semplice. Manmano che si gira l'antenna in prova, il segnale rivelato diminuisce di una trentina di dB (cioè 30 volte) e si riesce a leggerlo sulla medesima portata del tester. Se si è costretto di cambiare la portata del tester, bisogna aver cura di prendere la prima misura sulla nuova portata, nella medesima posizione dell'antenna in cui è stata presa l'ultima misura sulla portata precedente. La linearità delle indicazioni del tester, nei confronti del segnale captato, è assicurata dalla piccola resistenza interna della sorgente, grande quella del voltmetro e sufficientemente grandi tensioni da misurare. Per non alterare il campo elettromagnetico, il cavetto di misura deve scendere lungo l'albero dell'antenna e la persona addetta a manovrare l'antenna, dopo ogni giro di 5°, deve allontanarsi da sotto di essa.

Per definire il guadagno dell'antenna occorre togliere dalla stessa tutti gli elementi passivi, lasciando solo il vibratore e si misurano i due massimi da esso forniti, dei quali si prende in considerazione il valore medio per i successivi calcoli.

Nel corso di tutte queste prove deve essere osservata sempre la medesima distanza tra le due antenne e la stessa potenza di trasmissione, che può essere controllata sul misuratore d'onde stazionarie, inserito nel cavo di alimentazione fra trasmettitore e la relativa antenna. Le prove si ripetono su tre diverse frequenze scelte come già detto sopra.

Quanto detto riguarda il rilevamento della caratteristica di radiazione nel piano orizzontale, cioè nel piano dell'antenna stessa. Analoga sarebbe la disposizione generale per il rilevamento della caratteristica nel piano verticale, cioè perpendicolare a quello dell'antenna stessa. E qui sorgono certe difficoltà: l'albero verticale dovrà essere di materiale non conduttore; il cavetto del tester dovrà non soltanto essere perpendicolare al piano dell'antenna, ma anche uscire dalla parte opposta rispetto al trasmettitore; finfine l'esito misure è maggiormente influenzato dalla terra.

(segue da pag. 209)

accrescimento (fig. 1.12). La porta risulta completamente isolata rispetto a raccoglitore, sorgente e canale a causa del sottile strato di biossido di silicio. La tensione di rottura tra la porta e qualsiasi altro elettrodo dipende perciò dallo spessore e dalla qualità del dielettrico e rappresenta la tensione di perforazione del dielettrico stesso. Di conseguenza tutte le tensioni devono venire specificate separatamente.
La rottura fra raccoglitore e sorgente assume un aspetto completamente diverso. Per dispositivi tipo *C* in condizione di interdizione, ossia con la porta collegata alla sorgente e substrato libero, non esiste canale tra sorgente e raccoglitore e la tensione V_{DS} esternamente applicata si ripartisce attraverso i due diodi contrapposti ed inversamente polarizzati rappresentati dalle due giunzioni *S-B* e *B-D*. Il fenomeno di rottura avviene alla tensione BV_{DSS} e si manifesta con un improvviso aumento della corrente di raccoglitore oltre il valore I_{DSS}.
Per dispositivi tipo *B* si preferisce talvolta definire la tensione BV_{DSX}. Nei due casi la differenza fra i pedici *S* e *X* si riferisce al collegamento della porta: in BV_{DSS} la porta è collegata alla sorgente, mentre in BV_{DSX} è polarizzata oltre l'interdizione.

Bibliografia parte II

1) Sevin - « Field effect transistors » - Texas Instruments Electronics Series.
2) R. H. Crawford - « Mosfet in circuit design » - Texas Instruments Electronics Series - Mc Graw. Hill Book Company.
3) Reynolds, Morton - « Metal Oxide - Semiconductor (MOS) - Integrated circuits - Part 1 - The MOS transistor » - Post Office Electrical Engineers' Journal - 1969 October.
4) Informazioni Tecniche Philips - « Transistori FET e MOS » - S3a - pag. 79.
5) R. Lyon - Caen - « Diodes et Transistors utilisés en commutation » Monographies d'electronique - Ed. Masson - Cie 1965.
6) S. R. Hofstein - « Field-effect transistors: physics, technology and applications » - Edited by Wallmark-Johnson - Prentice-Hall Series - Cap. V° - pag. 113-158.
7) Motorola - Application Notes - « Field effect transistors in theory and practice » - pag. 16-41 ÷ 16-49.

(continua)

dott. ing. A. Contoni

Schema a blocchi del ricetrasmettitore Belcom CM-101-F 10W a 151 ÷ 162 MHz*

Su richiesta di un nostro lettore, cui interessa, a scopo didattico, la pubblicazione di un ricetrasmettitore a transistori di potenza 5 ÷ 10 W per le bande dei dilettanti, riportiamo una breve descrizione del ricetrasmettitore, 10 W RF di uscita, Belcom. Per lo schema elettrico e per l'eventuale acquisto dei componenti, rivolgersi al distributore esclusivista per l'Europa: Mazal Electronique, 3, rue Jacques-Cœur, Paris (4e).

Questo nuovo ricetrasmettitore che la ditta Belcom aggiunge alla gamma dei suoi prodotti, è previsto per il funzionamento come stazione fissa o mobile, nella banda da 151 MHz a 162 MHz, ammessa per le stazioni radio private. Il Belcom CM-101-F è stato omologato in Francia dalle P.T.T. con il numero 791/PP.

Sul pannello anteriore comporta:
— l'interruttore generale;
— la lampada spia di accensione;
— la manopola di commutazione dei canali;
— la manopola del volume sonoro;
— la manopola di squelch;
— la presa per il microfono (sul microfono c'è un tastino per comandare il relé di antenna quando si passa in trasmissione).

Sulla parete posteriore comporta:
— la presa d'antenna (tipo VHF);
— l'uscita per l'altoparlante di 8 Ω;
— l'entrata dell'alimentazione a 12 V.

Su ciascun lato ci sono due viti a molletta per il fissaggio ad una sospensione.

1 - CARATTERISTICHE TECNICHE

a) generalità

— Banda di frequenze: da 151 a 162 MHz.
— Distanza tra i canali; 20 kHz.
— Numero di canali possibili: 3 canali.
— Alimentazione: 12 ÷ 15 Vc.c.
— Dimensioni: 6 × 18,5 × 23 cm.
— Peso: 3 kg.

b) Trasmettitore

— Potenza di uscita RF 10 W.
— Impedenza d'antenna 50 Ω.
— Stabilità di frequenza 1,4, 10^{-6} (— 10°C a + 50°C).
— Irradiazioni non utili 8, 10^{-8} W.
— Modulazione di fase.
— Escursione massima 4 kHz.
— Distorsione della modulazione, max 3 %.
— Modulazione residua — 45 dB.
— Preaccentuazione 6 dB per ottava (da 300 Hz a 3 kHz).
— Impedenza del microfono 600 Ω.
— Consumo 3,5 A circa.

c) Ricevitore

— Sistema di ricezione doppia supereterodina.
— Frequenza intermedia (FI) 10,7 MHz e 455 kHz.
— Rapporto segnale/disturbo 20 dB a 0,6 μV max.
— Sensibilità di squelch 0,4 μV max.
— Efficienza del limitatore 0,5 dB tra 1 μV e 100 mV.
— Selettività ± 12 kHz a — 80 dB.
— Intermodulazione — 70 dB.
— Rapporto di frequenza immagine 80 dB.
— Potenza di uscita in bassa frequenza 1,5 W con distorsione 10 %.
— Deaccentuazione 6 dB per ottava.
— Risposta in AF entro + 0,5 dB e — 2,5 dB da 300 Hz a 3 kHz.
— Consumo 0,2 A circa.

Si notino le eccellenti prestazioni di questo ricetrasmettitore, che gli permettono di dare piena soddisfazione agli utenti sia in trasmissione, sia in ricezione.

Lo schema a blocchi mostra i collegamenti fra i vari circuiti costituenti il Belcom CM-101-F e la costituzione dei diversi moduli a circuiti stampati.

Qui di seguito si analizzano le principali caratteristiche di questi circuiti.

1°) Sezione trasmittente

a) Modulo AF (audio frequenza) del trasmettitore e alimentatore regolato. Nel circuito stabilizzatore di tensione, il transistore di regolazione è comandato dal transistore di controllo, che confronta la tensione di uscita (10 V) con

(*) Le Haut-Parleur, marzo 1970, pag. 140.

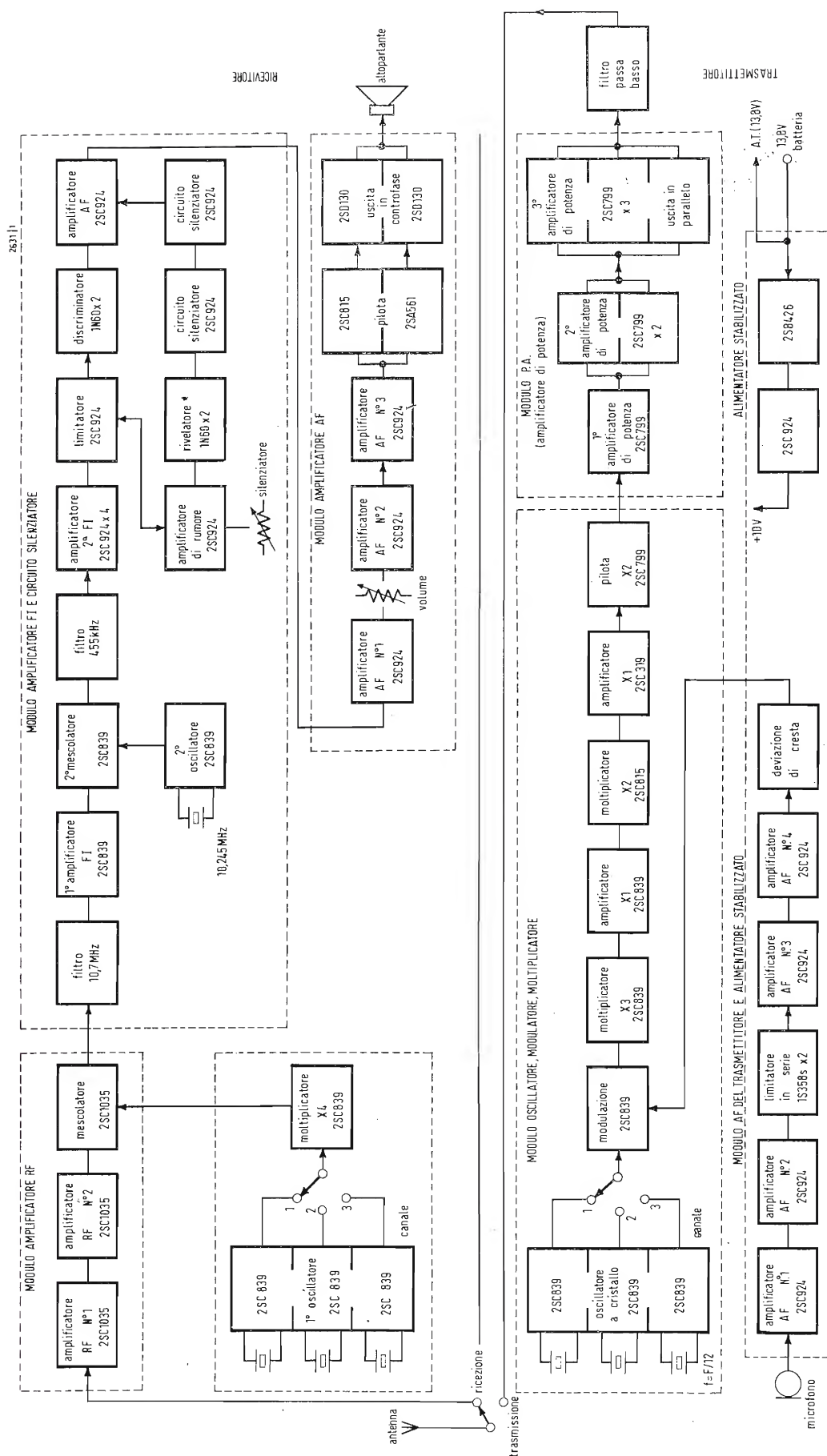



Fig. 1 - Schema a blocchi del ricetrasmettitore BELCOM CM-101-F 10 w; 151 ÷ 162 MHz.

la tensione ai capi di un diodo zener. Tutti gli organi dell'apparecchio, salvo i circuiti di potenza, sono alimentati da questa tensione stabilizzata.
Sullo stesso modulo è stata disposta la catena di bassa frequenza per la modulazione e che comprende i seguenti stadi:
— uno stadio di entrata ad alta impedenza, che fornisce contemporaneamente un guadagno di 20 dB, mercè il suo funzionamento in circuito « bootstrap »;
— il segnale di uscita del 2° amplificatore è limitato da due diodi in opposizione;
— tra l'uscita di questo limitatore e l'entrata del 3° amplificatore, il segnale passa attraverso un filtro correttore della forma ed un filtro correttore di frequenza;
— il segnale amplificato dal 3° e 4° amplificatore viene applicato ad un potenziometro, con cui si regola il livello di AF applicato al modulatore per ottenere un'escursione massima di frequenza di $\pm$ 4 kHz.
b) Modulo « oscillatore, modulatore, moltiplicatore ».
I tre oscillatori commutati dal selettore di canali lavorano alla frequenza *f* 0/12 per reazione capacitiva e collettore comune. Un condensatore regolabile montato in parallelo con il quarzo permette di regolare con precisione la frequenza di lavoro.
Lo stadio modulatore riceve il segnale dell'oscillatore che esso modula in ampiezza senza apportare alcuna amplificazione. Sul suo circuito di carico, a basso *Q* e a bassa impedenza, si combina questo segnale modulato in ampiezza con il segnale non modulato sfasato di 90°. Da questa combinazione risulta un segnale, la cui fase varia con l'ampiezza modulata di uno dei due segnali, che la compongono. Questo sistema fornisce variazioni di fase di grande linearità rispetto alla bassa frequenza.
D'altra parte, le lievi variazioni di ampiezza, che persistono nel segnale risultante, vengono sicuramente soppresse dall'effetto limitatore degli stadi di potenza, che funzionano in « tutto o niente ». I circuiti di accoppiamento fra gli stadi successivi della catena moltiplicatrice sono filtri passa-banda a due cellule *L*, *C* accordate e accoppiate magneticamente.
c) Modulo « P.A. » (= Amplificatore di potenza).
Tutti i transistori componenti i vari stadi di questo modulo funzionano con collettore in comune. L'accoppiamento fra gli stadi è fatto con circuiti *L*, *C* accordati alla frequenza di emissione mediante compensatori ceramici. Questi circuiti accordati sono a banda stretta per escludere le armoniche.
All'uscita dello stadio finale di potenza, un trasformatore accordato assicura l'adattamento all'impedenza di 50 Ω. Un filtro passa basso a cellule *L*, *C* rende il tasso di armoniche dell'emissione praticamente trascurabile (v. paragrafo delle caratteristiche).

2°) Sezione ricevente

a) *Modulo amplificatore RF.*
L'amplificazione del segnale di antenna fornita dall'amplificatore a due stadi, prima di procedere alla conversione di questo segnale, fa sì che il « fruscio bianco » forzatamente generato in ogni conversione di frequenza, non influenzi il rapporto segnale/rumore del ricevitore. Questo rapporto *S*/*R* è quindi essenzialmente determinato dallo stadio di entrata, che è stato particolarmente studiato per avere un fattore di rumore bassissimo.
L'uso della 1ª FI abbastanza alta (10,7 MHz) permette una buona reiezione della frequenza immagine, senza ricorrere ad una selettività eccessiva nell'amplificatore d'entrata, il che gli darebbe caratteristiche meno stabili nel caso di un'eventuale variazione dei circuiti, causata da agenti esterni.

b) *Modulo del* 1° *oscillatore locale.*

I tre oscillatori commutati dal selettore di canali lavorano sulla frequenza (*f* 0 — 10,7)/4. La reazione avviene tra collettore ed emettitore; il quarzo è montato sul circuito di base in serie con un condensatore regolabile per determinare con esattezza la frequenza. Ciascuno dei tre oscillatori è connesso allo stadio moltiplicatore mediante un diodo di commutazione polarizzato in senso diretto quando si porta il selettore sul canale desiderato.

Il transistore moltiplicatore è polarizzato in modo da generare armoniche di ordine pari e il suo circuito di carico è accordato sulla 4ª armonica (*f* 0 — 10,7 MHz).

c) *Modulo della frequenza intermedia FI*

Il segnale a 10,7 MHz presente all'uscita del convertitore di frequenza è applicato al 1° amplificatore FI attraverso un filtro ceramico, che determina con precisione la frequenza di lavoro e la selettività di questo amplificatore. All'uscita di questo stadio è disposto un filtro passa banda formato da 4 circuiti *L*, *C* accordati montati in cascata ed accoppiati capacitivamente. L'azione selettiva di questi due filtri elimina ogni possibilità d'intervento della 2ª frequenza immagine in ricezione.

Il 2° oscillatore locale funziona in circuito con collettore comune ed è controllato da un quarzo di 10,245 MHz. La sua oscillazione è applicata alla base del 2° convertitore di frequenza, insieme con il segnale della 1ª FI 10,7 MHz; ciò genera la 2ª FI di 455 kHz. La scelta della 2ª FI abbastanza bassa permette l'uso di un amplificatore di 2ª FI molto selettivo (v. tabella delle caratteristiche), la cui stabilità è protetta contro un'eventuale variazione in questi circuiti provocata da cause esterne. La selettività di questo amplificatore è essenzialmente determinata dal filtro ceramico inserito al suo ingresso.

I 5 stadi costituenti l'amplificatore e il limitatore della 2ª FI sono accoppiati mediante filtri passa banda *L*, *C*. In parallelo con il 1° di questi filtri c'è un prelimitatore formato da due diodi in opposizione. Il discriminatore adottato è del tipo Foster-Seeley, ben noto per la sua linearità di rivelazione.

Sul circuito primario del discriminatore si prende una parte del segnale di FI e lo si filtra per sopprimere la frequenza 455 kHz, tenendo conto delle bande laterali aleatorie create dal « fruscio bianco » di agitazione termica in assenza di un livello di segnale sufficiente per una buona ricezione. Questo disturbo viene amplificato e rivelato e con la componente continua che ne risulta, si comanda la messa in funzione o il bloccaggio del preamplificatore AF in funzione del rapporto segnale/rumore (*S*/*R*) Con il il bottone « squelch », si stabilisce il grado di efficienza di questo circuito di protezione contro « il soffio » in assenza di segnale.

d) *Modulo dell'amplificatore di AF* (*audio*).

Il segnale amplificato dai 3 primi stadi viene applicato alle basi di una coppia di transistori complementari e che funziona da sfasatrice. I due segnali di uscita vengono rispettivamente applicati alle basi dei due transistori di potenza montati in serie e funzionanti in opposizione. Questo modo di funzionamento aggiunge alle qualità del circuito in controfase («push-pull ») il pregio di sopprimere i trasformatori, ciò che riduce il peso e l'ingombro di questo modulo, facilitando così un'eventuale riparazione. *A.*

(a cura dell'ing. Antonio Nicolich)

L. Nelson - Jones

Amplificatore audio in classe A con bassissima distorsione*

(*) Wireless World, marzo 1970, pag. 98.

In questo schema si impiega la reazione per controllare il guadagno e i livelli di tensione e corrente dello stadio di uscita.

Nell'amplificatore qui sotto descritto non c'è niente di rivoluzionario, ma in esso si fa piuttosto un tentativo di accostare maggiormente alla perfezione la sezione dell'amplificatore di potenza di un sistema audio. Il progettista si è da tempo convinto che il lieve sovrapprezzo e il modesto aumento di consumo che la classe *A* implica, è di grande utilità e che i vantaggi che ne derivano non sono di secondo piano, come invece spesso si ritiene.

Il pregio più frequentemente decantato del funzionamento in classe *A* è la eliminazione della distorsione d'incrocio, ma vi sono altri fattori, altre a questo, che danno luogo a distorsione in uno stadio in classe *B*, specialmente al limite superiore di frequenza della gamma acustica, fra tali fattori si annoverano la presenza di lacune e la disuniformità di prestazione alle alte frequenze delle due metà dello stadio di uscita.

1. - STUDIO DEL CIRCUITO

Un perfetto amplificatore di potenza deve convertire il suo segnale di entrata in un livello più alto di potenza, che sia una esatta riproduzione del segnale di ingresso. Esso deve avere impedenza di uscita zero, ma non deve essere danneggiato da un corto circuito

Foto 1.

Fig. 1 - Possibili stadi di uscita considerati per funzionamento in classe A. *a*) Completa simmetria complementare. *b*) Dispositivo più efficiente anche con reazione locale. *c*) Stadio di uscita quasi complementare con diodo equalizzatore.

ai suoi terminali di uscita. Deve avere una risposta guadagno-frequenza piatta nell'intera banda audio, ma non deve rispondere alle frequenze fortemente extra banda. Deve fornire la sua piena potenza nominale a qualunque frequenza dalla banda audio. Deve alimentare carichi preferibilmente capacitivi, in modo da potersi usare con un altoparlante elettrostatico. Deve essere pilotato da un generatore di segnale, la cui larghezza di banda non deve superare quella dell'amplificatore di potenza, per cui nei transitori in particolare, l'amplificatore di potenza non è obbligato a fornire un'eccessiva potenza di uscita, oltre la sua possibilità.

Nulla si è detto circa l'impedenza di entrata di tale amplificatore, ciò perchè alcuni preferiscono un'entrata in tensione (alta impedenza), altri un'entrata in corrente (bassa impedenza) e in ogni caso non vi è nulla di trascendentale in questo. Il valore dell'impedenza d'ingresso determina solamente il progetto dello stadio di uscita del preamplificatore e, in una certa misura, influisce sugli accoppiamenti parassiti fra queste due unità. Con la bassa impedenza, la captazione di ronzii è certamente imputabile all'induzione magnetica nella filatura, mentre con l'alta impedenza essa è essenzialmente dovuta a cause elettrostatiche. L'autore preferisce l'alta impedenza, per la semplice ragione che egli ha maggior dimestichezza con simili circuiti e perchè, inoltre, la maggior parte dei generatori di segnali e di strumenti di prova sono previsti per uscita di tensione, piuttosto che di corrente.

Ora nel presente studio, ricordando anzitutto ciò che ha detto J. L. Hood in un recente articolo: «... la linearità fondamentale dell'amplificatore deve essere buona, anche in assenza di reazione... », si è fatto in modo che la reazione serva a dar luogo ai desiderabili attributi di un buon amplificatore e non a coprire le magagne di un cattivo progetto.

2. - STADIO DI USCITA

È molto desiderabile l'uso di un circuito più semplice possibile, se non altro perchè riduce il numero dei componenti, che possono provocare sfasamenti alle frequenze più alte, con conseguenti difficoltà circa la stabilità dell'intero circuito. Da questo punto di vista, il circuito di Linsley Hood è eccellente, ma l'autore ha trovato che ad onta della sua buona prestazione, si richiede di dover selezionare le resistenze in certe parti di questo amplificatore e la sua fiducia nella stabilità del guadagno di corrente dei transistori di uscita per stabilire la corrente di lavoro si è alquanto attenuata dopo vari anni di progettazione di apparecchi per le catene di produzione. Per ottenere un guadagno globale del circuito più conveniente, si è deciso di usare coppie di transistori per entrambe le metà dello stadio di uscita, con il risultato che nello stadio pilota si possono usare valori più alti di resistenze.

La fig. 1 illustra i tre possibili stadi finali considerati. Lo schema di fig. 1*a*) impiega transistori complementari ed è perfettamente simmetrico, ma è meno efficiente dello schema di fig. 1*b*), che ha una minor tensione di saturazione per ciascuna metà e reazione locale attraverso la resistenza comune di emettitore della prima coppia di transistori. La fig. 1*c*) è il tipo di stadio di uscita quasi complementare comunemente usato, che in pratica è una metà della fig. 1*a*) mista a metà della fig. 1*b*). Usando questo dispositivo, è necessario,

per i migliori risultati, includere un diodo nel circuito di emettitore del transistore in basso *p-n-p*, per cui guardando la base di ciascuna metà dello stadio di uscita il generatore di segnali vede due giunzioni polarizzate direttamente aventi caratteristiche di trasmissione convenientemente eguali per ciascuna metà. L'uso di tale diodo è particolarmente utile negli stadi in classe *B*, come risulta da recenti discussioni e scritti. Il progetto qui descritto sfrutta la fig. 1*c*) principalmente a motivo della miglior disponibilità di transistori di potenza *n-p-n*.

Nei tre stadi di uscita di fig. 1, il rettangolo *X* è l'alimentatore di polarizzazione dello stadio finale. Per assicurare il funzionamento in classe *A*, con caratteristiche ripetibili da un amplificatore ad un altro, si è deciso di impiegare la reazione per controllare la corrente di lavoro. Per fare ciò, si è elaborato lo schema di fig. 2. Si vede subito che sono stati aggiunti due altri transistori Tr7 e Tr8, insieme con una resistenza (R_{11}) limitatrice di corrente.

Fig. 2 - Circuito adottato per consentire il controllo di reazione della corrente di lavoro.

Il circuito funziona in modo da mantenere una corrente attraverso la coppia di uscita tale che la caduta attraverso R_{11} sia uguale al valore della polarizzazione diretta di Tr8 (circa 500 mV). Ogni aumento della corrente dello stadio finale provocherà una maggior conduzione di Tr8, che a sua volta farà aumentare la corrente di Tr7, riducendo così la *d-d-p*, fra le basi di Tr3 e Tr5, cioè la polarizzazione dello stadio di uscita, con conseguente riduzione della corrente di questo stadio. L'entrata al Tr8 è filtrata per eliminare le componenti audio perciò il circuito di controllo determina la giusta corrente media indipendentemente dalla presenza del segnale. Il filtro *R*, *C* usato a questo scopo (R_{10}, C_6) deve avere valori tali da aversi un filtraggio perfetto; la caduta in R_{10} non deve essere grande, altrimenti il livello di corrente dello stadio di uscita varierebbe con il guadagno di corrente di Tr8. Si può minimizzare questo effetto usando per Tr8 un transistore ad alto guadagno. Il condensatore C_6 lavora con soli 500 mV di polarizzazione, il che è insufficiente a favorire le caratteristiche di un normale elettrolitico di alluminio. Per superare questa difficoltà, si è adottato un condensatore « solido » al tantalio, il cui strato dielettrico di perossido di tantalio si conserva costante. Esistono pure condensatori « solidi » di alluminio, come i Mullard C_{415} e C_{121}. Non devono essere confusi con gli elettrolitici « a secco », che sono tipi umidi con elettrolita in forma pastosa (questi sono la maggior parte degli elettrolitici di uso comune).

Il funzionamento di questo stadio di uscita, compresa la rete di polarizzazione, è, a prima vista, difficile da capire, poichè si vede subito che l'alimentazione alla base di Tr3 viene ridotta dalla presenza di Tr7, la cui impedenza collettore-emettitore è assai alta. Così ragionando, si dimentica l'effetto di C_3 e C_5, per cui le alimentazioni alle basi di Tr3 e Tr5 risultano quasi uguali. Alle basse frequenze, il circuito lavora come se C_5 non ci fosse, ma all'aumentare della frequenza, lo sfasamento nello stadio di uscita comporta lievi effetti secondari, che possono essere eliminati da C_5. Collegando il condensatore fra la base e il collettore di Tr7, il valore efficace visto fra emettitore e collettore di Tr7 viene moltiplicato per il guadagno di questo transistore; ne risulta il valore di 0,22 μF, che si dimostra molto conveniente. In alternativa, per ripiegare su un circuito più convenzionale, Tr7 può essere bypassato con un normale condensatore di 250 μF/6 V, come indicato in tratteggio in fig. 2, per assicurare eguali alimentazioni alle due metà dello stadio finale, a tutte le audio frequenze.

3. - STADIO DI ENTRATA E STADIO PILOTA

Questi stadi ripetono il ben noto dispositivo degli stadi d'entrata *p-n-p*, con stadio pilota *n-p-n*. La reazione è regolata al 100% in c.c., connettendo la resistenza di reazione3,3 kΩ (fig. 3) direttamente all'emettitore di Tr1. Questa reazione viene ridotta alle frequenze audio dall'attenuatore formato dalle resistenze 3,3 kΩ e 220 Ω, ma non in c.c. a motivo del condensatore di blocco 250 μF. L'effetto della reazione in c.c. è di mantenere il punto centrale dello stadio di uscita ad un potenziale uguale alla tensione di base di Tr1 più il potenziale base-emettitore di Tr1 e più la caduta di tensione nella resistenza di reazione (circa 300 mV). Una leggera regolazione della tensione della catena di polarizzazione, che alimenta la base di Tr1, fa sì che il punto centrale dello stadio di uscita sia predisposto per una tosatura simmetrica all'inizio del sovraccarico.

Il livello del punto medio varia leggermente con la temperatura in seguito alla variazione di 2 mV/°C nella V_{be} di di Tr1, ma ciò si deve aggiungere all'effetto di aumento del guadagno di corrente dei due transistori di entrata, provocando una diminuzione della corrente di collettore di Tr1 e quindi una caduta di potenziale ai capi della resistenza di reazione 3,3 kΩ. Tuttavia la variazione totale nell'intero intervallo da 0 a 40°C è solo di circa 200 mV ed è quindi di scarsa importanza in relazione al livello di 14 V.

4. - ALIMENTAZIONE

Per garantire la maggior possibile immunità rispetto al ronzio e simili guai, si è deciso che l'uso di un alimentatore perfettamente stabilizzato fosse giustificato, tenendo presente l'alta qualità

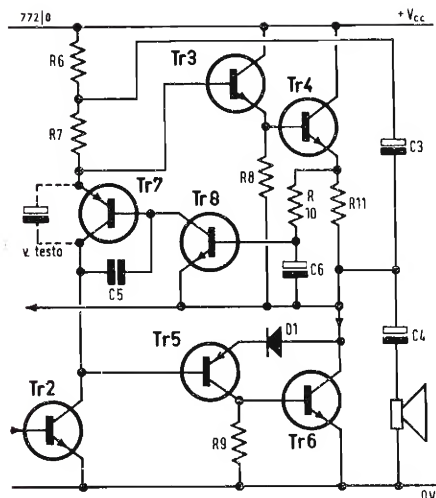
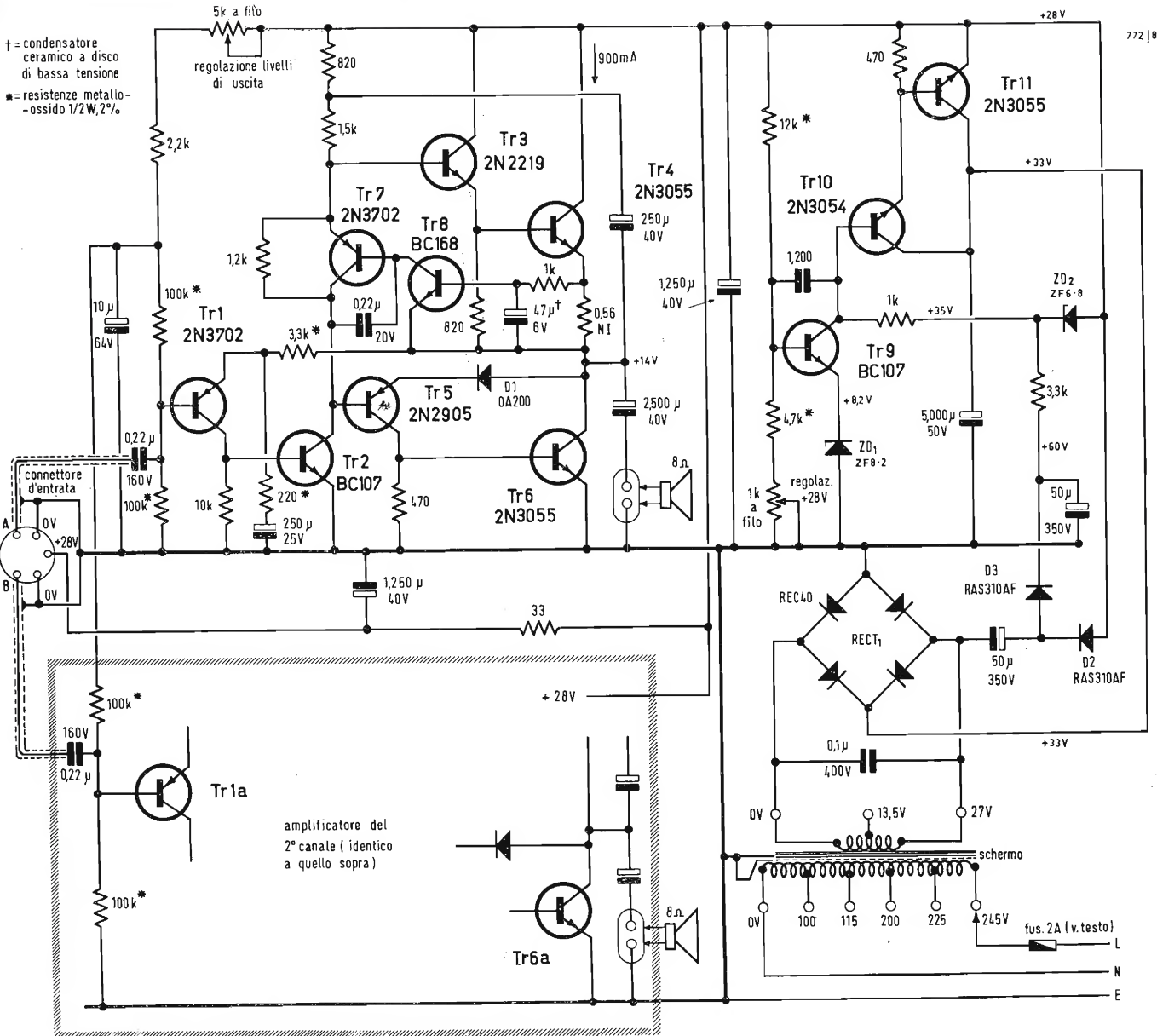



Fig. 3 - Schema elettrico completo dell'amplificatore. † = Condensatore solido al tantalio; * = Resistenza metallo-ossido 1/2 W, 2 %.

Lo stabilizzatore in serie è convenzionale, salvo la generazione dell'alimentazione del preregolatore (+ 60 V). Questa tensione è generata da un circuito duplicatore di tensione di Cockroft, collegato all'alimentazione rettificata di rete, per cui le uscite dei due circuiti si sommano. La tensione di entrata al duplicatore di tensione è solo metà di quella ai capi del raddrizzatore a ponte di rete, perchè durante i semicicli negativi, il braccio del ponte fra l'entrata al duplicatore di tensione e la linea *OV* è conduttivo, limitando il punto a circa *OV*, mentre durante i semicicli positivi, esso non è conduttivo, permettendo che la tensione a questo punto salga. L'applicazione della tensione raddrizzata di rete all'anodo di D_2 ha l'effetto di aumentare la tensione ai capi dei due condensatori della tensione di alimentazione di rete, ma ciò non influisce sulle condizioni c.a. del circuito.

L'alimentatore di rete è un normale raddrizzatore a ponte con filtraggio a capacità. Il valore di questo condensatore è determinato dalla massima ondulazione ammissibile, che a sua volta dipende dalla tensione minima disponibile di rete e dalla tensione minima attraverso i transistori in serie del regolatore sui quali il regolatore esercita sempre il pieno controllo. L'attuale tensione preregolatrice generata dal circuito duplicatore di tensione si impiega per alimentare un diodo Zener (6,8 V connesso all'alimentatore stabilizzato, realizzando così un dispositivo « bootstrap » ad accoppiamento in c.c. per il carico del collettore dello stadio amplificatore del regolatore (Tr9) e ottenendo un notevole aumento di guadagno nel circuito regolatore. La maglia è stabilizzata dal condensatore di 1200 pF disposto fra base e collettore di Tr9; l'inserimento dell'impedenza di uscita che ciò provoca alle alte frequenze viene eliminato dall'aver connesso un condensatore di 1250 μF attraverso la linea stabiliz-

Fig. 4 - Curve caratteristiche.

zata, secondo la pratica normale con simili regolatori.

La prestazione di questo stabilizzatore è eccellente e l'unico filtraggio supplementare necessario è il condensatore di 10 μF nel circuito di polarizzazione della base di Tr1. Alla presa d'entrata è disponibile una tensione di uscita per il preamplificatore, il sintonizzatore ecc. (attraverso una resistenza di basso valore e un condensatore di 1250 μF).

5. - PROTEZIONE CONTRO I SOVRACCARICHI

Riguarda l'azione del circuito di controllo della corrente, che impedisce alla corrente media dello stadio di uscita di variare. Si può sostenere senza danno un corto circuito secco. La corrente nello stadio di uscita rimane giusta rispetto al livello medio, ma in seguito all'alto valore del guadagno del circuito, la forma d'onda della corrente diviene quadra con forte sovraccarico e in conseguenza la dissipazione nella resistenza limitatrice della corrente si raddoppia a circa 1 W.

6. - RISPOSTA IN FREQUENZA

Tre condensatori determinano la risposta fondamentale alle frequenze basse. La capacità di entrata alla base di Tr1, il condensatore di blocco c.c. del circuito di reazione nel circuito di emettitore di Tr1 e il condensatore, che alimenta il carico. Le frequenze di taglio dovute a ciascuno sono solo 14, 3 e 8 Hz rispettivamente. Si è misurato l'effetto complessivo e ne è risultata una frequenza di taglio di 15 Hz (— 3 dB). È opinione dell'autore che sia importante che la limitazione principale della larghezza di banda alle basse frequenze sia dovuta alla capacità di entrata, per cui l'amplificatore non possa essere sovraccaricato da frequenze al di fuori della gamma utile audio. È pure importante che la capacità di uscita sia sufficientemente grande da permettere che l'impedenza di uscita molto bassa, ottenuta con il forte tasso di reazione negativa, smorzi la risonanza fondamentale del cono dell'altoparlante. I valori dati sono un buon compromesso e forniscono una buona risposta alle basse frequenze. Se si desidera un taglio più basso, bisogna variare i tre condensatori con lo stesso fattore. Non si sono prese particolari precauzioni per limitare la risposta alle alte frequenze, che si aggira intorno a 15 kHz, a — 1 dB a 54 kHz, a — 3 dB a 92 kHz; sopra quest'ultima frequenza la risposta cade rapidamente.

7. - RUMOROSITÀ E DISTORSIONE

La tosatura al punto di sovraccarico è netta e simmetrica, come si vede in fig. 5*a*) per un'onda sinoidale di 1 kHz. Il metodo normale di regolare la polarizzazione dell'amplificatore è di regola il controllo dei livelli in modo da avere una tosatura simmetrica, avendo in precedenza disposto il regolatore della tensione di alimentazione per ottenere + 28 V.

Si è misurata la distorsione (con una certa difficoltà) a 1 kHz e si è trovato che era quasi completamente di 3ª armonica e di livello molto basso, raggiungendo solo lo 0,015 % all'incidenza della tosatura, per cui, ai normali livelli di ascolto, è del tutto trascurabile. Tale basso livello di distorsione non è sorprendente considerando i fatti. Il guadagno del circuito aperto misurato è di 4750 volte, mentre a circuito chiuso la figura è di 16 volte. La riduzione del guadagno, e quindi anche della distorsione, è perciò di circa 297 volte, ossia di — 495 dB, ossia la distorsione a circuito aperto è in cifra tonda del 5 %, che è una ragionevole figura per un amplificatore essenzialmente lineare. L'uscita dell'amplificatore posto nelle condizioni circuitali appena sotto la piena potenza è mostrata in fig. 5*b*). La variazione con il livello di uscita della distorsione in condizioni di circuito è mostrata nel grafico di fig. 4*c*). In seguito all'uso di un alimentatore stabilizzato, i livelli di rumore e di ronzio sono di valore molto basso. Le componenti di ronzio da sole (50 e 100 Hz) sono a — 83 dB rispetto alla piena potenza di uscita. Il rumore di banda larga (trascurando le componenti di ronzio) è approssimativamente — 100 dB sotto la piena potenza di uscita, e aumenta molto leggermente se l'entrata è in circuito aperto. Il risultato è un rumore di fondo assolutamente inudibile.

8. - RISPOSTA A SEGNALI D'ENTRATA A ONDA QUADRA E A CARICHI CAPACITIVI

L'effetto di carichi capacitivi è indicato nelle figure 5*c*) e 5*d*). Il condensatore era di tipo a carta da 1 μF e si rileva poca differenza nella forma d'onda mettendo o non mettendo in parallelo il carico resistivo di 8 Ω. La frequenza di innesco di oscillazioni ad anello è a circa 200 kHz, per un condensatore di 1 μF, ma si riduce alquanto per valori maggiori di capacità. La fig. 5*e*) mostra la risposta al fronte di un segnale a gradino di entrata avente il tempo totale di salita di circa 0,5 μs, equivalente ad una velocità di variazione di 40 V/μs. Il tempo di discesa è simile.

9. - IMPEDENZA DI ENTRATA

A motivo dell'alto tasso di reazione in serie adottato, l'impedenza di entrata è quasi uguale a quella del circuito di polarizzazione di base, cioè quella delle due resistenze di 100 kΩ virtualmente in parallelo. Si è misurato il valore e si è trovato che era così, diciamo 50 kΩ.

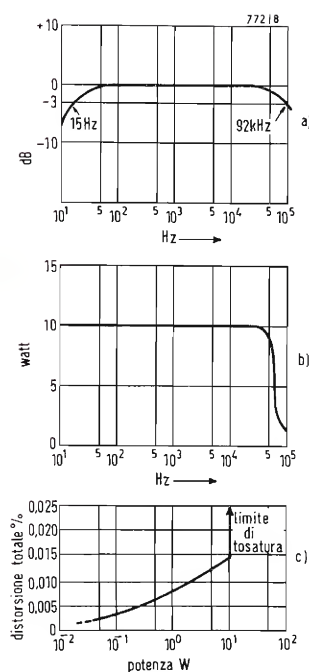
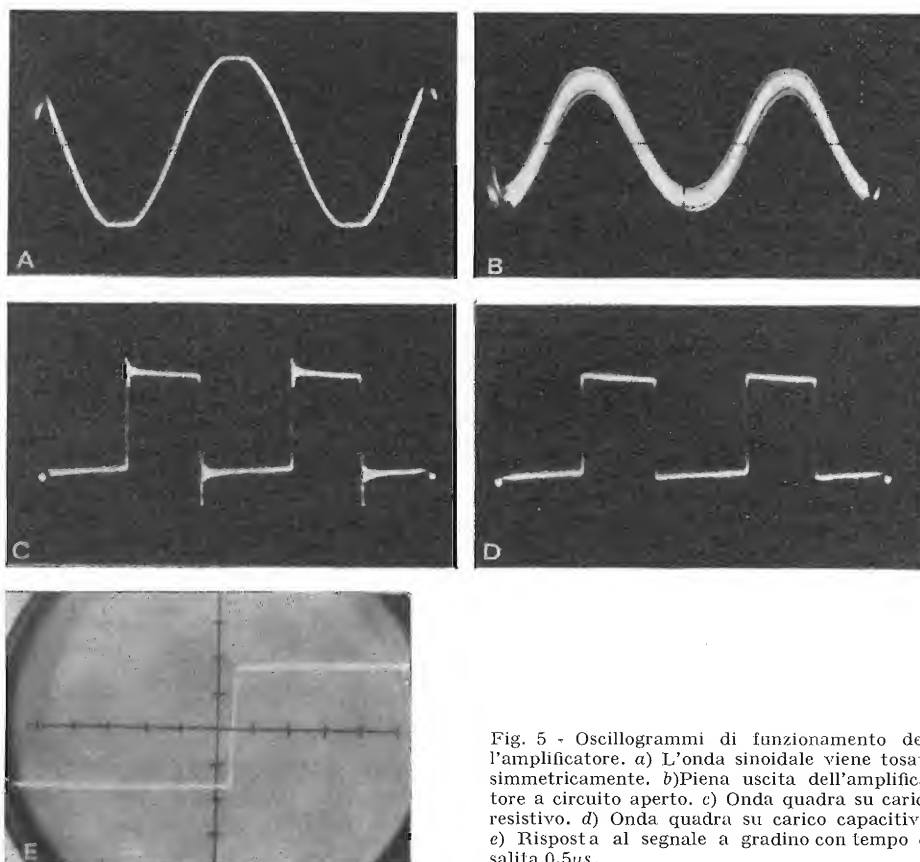



Fig. 5 - Oscillogrammi di funzionamento dell'amplificatore. *a*) L'onda sinoidale viene tosata simmetricamente. *b*)Piena uscita dell'amplificatore a circuito aperto. *c*) Onda quadra su carico resistivo. *d*) Onda quadra su carico capacitivo. *e*) Risposta al segnale a gradino con tempo di salita 0,5μs.

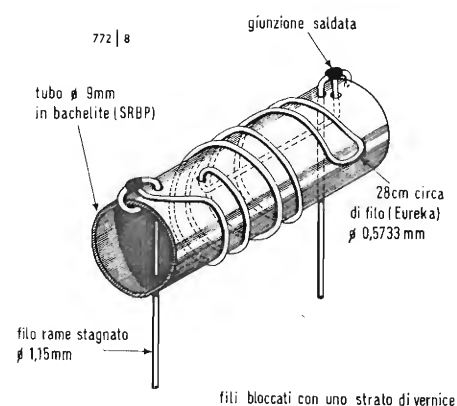



Fig. 6 - Costruzione delle resistenze antiinduttive di 0,56 Ω, 5%.

10. - RESISTENZA LIMITATRICE DELLA CORRENTE

È desiderabile che tale resistenza non sia di tipo induttivo per non introdurre effetti dannosi alle alte frequenze, che potrebbero limitare la potenza disponibile a quell'estremo dello spettro acustico, e dar luogo a problemi di stabilità nel circuito. La necessità di una resistenza antiinduttiva è più stringente per amplificatori in classe *B*, ma ciò non significa che non sia importante in classe *A*. La costituzione delle resistenze adottate nel prototipo è indicata in fig. 6. Come alternativa, si può usare filo Eureka per collegare l'emettitore di Tr4 al rimanente del circuito, usando un unico spezzone rettilineo di diametro opportuno (probabilmente 26 s.w.g.) In questo caso il filo deve essere rivestito con una guaina per alte temperature, diciamo nastro al silicio, o fibra di vetro. La resistenza di 1 kΩ alimentante la base di Tr8 deve allora essere collegata direttamente all'emettitore di Tr4.

11. - Dissipatori di calore

Nel prototipo, si sono usati dissipatori di calore in alluminio estruso, di circa 10 × 10 cm per ciascuno dei transistori finali. Un dissipatore analogo è usato per i transistori in serie del regolatore. In ogni caso, non si è usato isolamento fra i transistori e il dissipatore di calore, che è connesso al collettore in ciascun caso. Questo modo di applicazione è stato adottato per rendere massimo il rendimento dei dissipatori di calore e questi devono perciò essere separatamente isolati dai loro montaggi. Il metodo usato nel prototipo è di praticare intagli nella parete dei dissipatori di calore (6 mm in profondità e 6 mm in larghezza), il che permette di montare i dissipatori su un supporto 4BA usando transiblock, dettagli dei quali sono dati nella sezione dedicata alla costruzione e sottoriportata. Si usa grasso al silicone per assicurare una buona connessione termica fra il dissipatore di calore e i transistori di potenza.

L'amplificatore non deve essere usato in spazio angusto, dove non sia consentita la libera circolazione d'aria, dato che il complesso dei dissipatori di calore deve dissipare 60 W di calore. Il contenitore in cui è montato l'amplificatore deve perciò essere ben ventilato; in particolare, l'autore ha trovato che occorre una maggiore area di sfogo in alto di tale mobile, piuttosto che in basso per arrestare la formazione di un cuscino di aria calda alla sommità. Il massimo riscaldamento al centro del

gruppo dei dissipatori di calore provoca una temperatura dell'involucro dei transistori di potenza di circa 40°C sopra l'ambiente. La temperatura della giunzione, quando c'è dissipazione in ciascun transistore, sarà più alta di altri 20°C nel caso peggiore. Allora in aria libera a 20°C, la massima temperatura della giunzione sarà di 80°C, il che ammette una buona riserva per l'aumento eventuale della temperatura ambiente e per una scarsa circolazione di aria libera. Si raccomanda che la massima temperatura dell'involucro dei transistori di potenza non debba superare in funzionamento i 100°C e nel mobile in cui esso è montato, al fine di assicurare un certo grado di sicurezza.

12. - REGOLAZIONE DEL CIRCUITO PER CARICO DIVERSO DI 8Ω

Ritornando alla fig. 2, calcoliamo dapprima la tensione di alimentazione richiesta per un dato carico (il numero di suffisso dato nei simboli che seguono, si riferisce alla numerazione dei transistori in fig. 2). Variazione della tensione di uscita (punta-punta):

$$V_U = V_{cc} - \{V_{ce\,.sat3} + V_{be4} + V_{ce\,.sat6} + (I + \hat{I})\, R_{11}\}$$

Potenza di uscita (onda sinoidale) =

$$= \frac{(\textit{Variaz. della tens. di uscita})^2\ p\text{-}p}{8\, R_{carico}}$$

Poichè:

$$V_{U(eff)} = \frac{V_{pp}}{2\sqrt{2}} \text{ (per onda sinoidale)},$$

$$V_{U(eff)} = \sqrt{8\, R_{carico} \cdot P_U} \quad \text{e perciò}$$

$$V_{cc} = \sqrt{8\, R_{carico} \cdot P_U} + V_{ce\,.sat3} + V_{be4} + V_{ce\,.sat6} + (I + \hat{I})\, R_{11}$$

minimo.

La corrente permanente deve superare

$$\frac{V_{pp}}{4\, R_{carico}}$$

per ottenere la richiesta variazione di tensione e per un soddisfacente margine di sicurezza deve superare $V_{cc}/4\, R_{carico}$. Assumendo valori tipici per il circuito in oggetto, usando un carico di 8 Ω e la potenza di uscita 10 W, si ottiene:

$$V_{cc} = \sqrt{640} + 0{,}25 + 1 + 0{,}5 + (0{,}90 + 0{,}79)\, 0{,}56 = 28 \text{ V},$$

$$I_{min} = \frac{28}{4 \times 8} = 0{,}875 \text{ A}$$

(in pratica si arriva al valore di 0,9 A).

Per il carico di 3 Ω e 10 W di uscita si ottengono cifre di 19,5 V per V_{cc} e di 1,63 A per I_{min} (potenza totale 31,8 W 31,5% di rendimento).

Per il carico di 15 Ω e uscita 10 W si hanno le cifre di 36 V per V_{cc} e di 0,6 A per I_{min} (potenza totale 21,5 W e 46,4% di rendimento).

Da queste cifre appare che l'aumento di $V_{cc\,.sat}$, e di V_{be} con la corrente usata in un amplificatore da 3 Ω riduce grandemente il rendimento generale. Nel caso di carico 15 Ω d'altro canto, il rendimento non è molto lontano da quello teoricamente possibile del 50% per uno stadio in classe *A*. Il rendimento dello stadio da 8 Ω è il 39,8%. Dettagli delle variazioni dei valori per 3 Ω sono dati qui sotto insieme con i particolari costruttivi.

13. - PARTICOLARI COSTRUTTIVI

La fig. 7 mostra la costruzione della parte di sotto del telaio dell'amplificatore 10 + 10 W. Il cablaggio è indicato nel particolare in grande di fig. 8; i due amplificatori sono costruiti come immagini speculari, come si vede nella fotografia di fig. 7.

Per evitare forti correnti circolanti, i conduttori di ritorno degli altoparlanti devono essere riportati ai punti di terra dei loro rispettivi amplificatori, come indicato in fig. 8. Il conduttore negativo del ponte raddrizzatore deve essere collegato alla stessa presa di terra del terminale negativo del condensatore 5000 μF di filtraggio principale, unitamente al collegamento del secondo condensatore di filtro di 50 μF del duplicatore di tensione. Se il cablaggio illustrato viene rispettato, e se le istruzioni circa le prese di terra indicate vengono osservate, non si troveranno difficoltà.

La filatura dei componenti del regolatore in serie è del tutto non critica e impiega basette di terminali simili a quelle degli amplificatori di potenza.

Le resistenze fisse—ad eccezione delle resistenze R_{11} e R_{11a} limitatrici di corrente e di quelle segnate con l'asterisco nel circuito di fig. 3, sono di carbone solido, da 1/2 W, 10%.

Tutte le resistenze contrassegnate con un asterisco sono da 1/2 W, 2% di ossido-metallo (Electrosil TR5, Welwyn MR5, Radiospares « 1/2 W oxide »). Vedere fig. 6 per dettagli costruttivi di R_{11}.

Le resistenze variabili sono entrambe di tipo Radiospares a filo « predisposte » (regolazione + 28 V e regolazione livelli di uscita). Ogni tipo buono di resistenze a filo come quelle quotate 1 W o più, è adatto.

Condensatori non elettrolitici: condensatore di entrata 0,22 μF/160 V Wima Tropyfol M (160 V) o Mullard C296 AA/A 220 K. Anche Radiospares fa un tipo di condensatore adatto 250 VPDC;

0,22 μF/20 V condensatore ceramico a dischetto (base-collettore di Tr7), di-

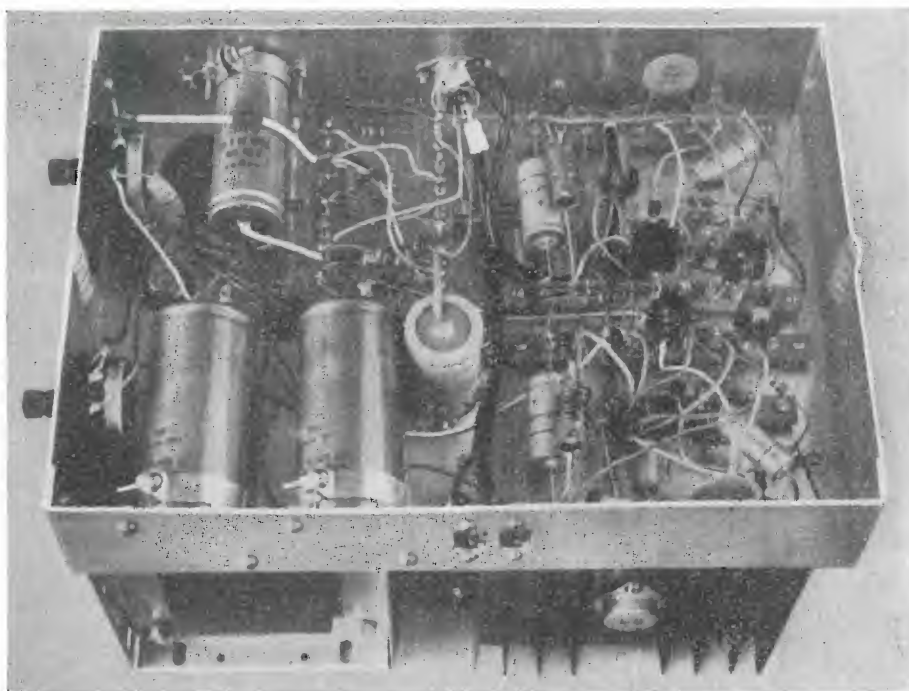



Fig. 7 - Vista dal disotto del telaio.

schetti 20 V Radiospares o tipo ai poliesteri 160 V come sopra;

1200 pF ceramico tubolare (si possono usare 1000 pF);

Il condensatore usato nel prototipo è ora superato; Radiospares suggerisce come alternative « dischetti 0,001 μF » « Hi-K 0,001 μF » (tubolare);

0,1 μF/400 V (attraverso il raddrizzatore a ponte, necessario per evitare la generazione di interferenze originate dalla rete in seguito agli effetti di immagazzinamento di lacune nei raddrizzatori), Wima Tropyfol M (400 V), Mullard C296 AC/A 100 K, Radiospares 400 V PDC.

Condensatori elettrolitici 47: μF/6 V (base emettitore di Tr8). Questo deve essere di tipo solido al tantalio. Il tipo Radiospares usato nel prototipo non viene più fabbricato, ma è essenzialmente uguale al « Kemet E » dell'Union Carbide. Come alternative si possono indicare i tipi S.T.C. 472/LWA/401CA (custodia metallica), S.T.C. TAG47/3 (3 V, simile al Kemet E), Mullard C421 AM/BP47 (custodia metallica), C415 AP/C50 (50 μF/6,4 V tipo solido all'alluminio);

10 μF/64 V (catena di polarizzazione d'ingresso) Mullard C426 AR/10;

250 μF/25 V (condensatore di blocco di reazione) Mullard C437 AR/F250.

250 μF/40 V (attraverso la tensione di alimentazione 28 V) Mullard C431 BR/G1250;

2500 μF/40 V (condensatore di uscita) Mullard C431 BR/G2500;

5000 μF/50 V (filtraggio principale) tipo Daly reperibile presso Electrovalue. Il tipo più similare Mullard è il C432 FR/G5600 (5600 μF/40 V);

50 μF/350 V (duplicatore di tensione) Radiospares « tubetti 50 μF/350 V ». Tipi in alternativa sono quelli di non meno di 100 V nominali.

Si deve aver cura nella scelta dei tipi adatti per il condensatore di filtraggio principale, data la forte esigenza necessaria circa l'ondulazione. Il tipo Radiospares « tubetto 500 μF/50 V » non è adatto per questo scopo. Il tipo Daly ha una caratteristica di ondulazione di 4,3 A.

Trasformatore-Radiospares « trasform. rettificatore 27 »; primario 0-100-115-205-225-245 V 50/60 Hz; secondario 27 V fino a 3 A di c.c. raddrizzata.

Fusibile - Tipo 2 A normale, o 750 mA tipo ritardato « anti-surge ». Dissipatori di calore.

I transistori di potenza sono montati su 5 dissipatori di calore Radiospares, che sono equivalenti al tipo 10D « Marex » (Marton-Excelsior) lunghi 10 cm. La STC fabbrica un tipo analogo, catalogo HSC4 e un morsetto per montaggio isolato (ma non del tipo visibile nelle foto) cat. FP2551 (Electroniques). I dissipatori sono montati su sostegni 4BA che impiegano 4 transiblock per ciascun dissipatore. I transiblock sono fabbricati dall'Industrial Instruments Ltd, Stanley Road; Bromley, Kent, Farnell Instruments Ltd (Industrial Supplies Division) tengono pure a magazzino questi componenti.

I transistori TO-5 (Tr3, Tr5) sono innestati con mollette raffreddanti (tipo punto rosso 5 F) fornito dalla Electrovalue e Electroniques. Un tipo similare (Sinks TP-5) è fabbricato dalla Radiospares.

Accessori - Telaio 178 mm × 250 mm × 50 mm (lastra di alluminio). Lo zoccolo delle entrate è un connettore audio DIN a 5 spine. I connettori degli altoparlanti sono a spina e zoccoli Radiospares miniatura non reversibili a due vie. La non reversibilità è essenziale per conservare la fasatura delle uscite agli altoparlanti. Conviene montare il contenitore dei fusibili (Radiospares, contenitori di fusibili da pannello, oppure Belling-Lee L1348, L1382, L1744) sopra un pannello attaccato al fianco del trasformatore di rete, con una basetta sopra il trasformatore per il collegamento del filo di rete, dell'interruttore di rete etc, come indicato nella fotografia.

14. - VARIANTI PER USCITA 3 Ω

R_{11} e R_{11a} devono essere ridotte a 0,31 Ω ciascuna (5 %). Il trasformatore di rete deve fornire 21 V_{eff} e e 3,5 A c.c. raddrizzati. Il condensatore di uscita alimentante l'altoparlante deve essere 5 nF/25 V. La resistenza di 12 kΩ nel regolatore deve essere ridotta a 7,5 kΩ e la resistenza di 3,3 kΩ alimentante il diodo zener 6,8 V deve essere ridotta a 2,2 kΩ. Il condensatore principale di filtro deve essere aumentato a 7 nF e non di meno di 30 V di lavoro. Le resistenze di collettore di Tr2 devono es-

sere diminuite da 820 Ω, 1,5 kΩ, 1,2 kΩ, a 370 Ω 820 Ω e 680 Ω rispettivamente.

15. - VARIANTI PER USCITA 15 Ω

R_{11} e R_{11a} devono essere aumentate a 0,84 Ω (5%) ciascuna. Il trasformatore di rete deve fornire 34 V_{eff}, 1,5 A c.c. raddrizzati. La resistenza 12 kΩ nel regolatore deve essere aumentata a 17 kΩ, che non è un valore normale, oppure si può abbassare la 4,7 kΩ a 3,6 kΩ, che è un valore normale. La resistenza 3,3 kΩ, che alimenta il diodo zener 6,8 V deve essere aumentata a 3,9 kΩ. Le resistenze di collettore di Tr2 possono essere aumentate, se si vuole, ma ciò non è necessario. Tr9 deve essere un BC107, poichè il BC108 ha una tensione di lavoro inadatta; Tr3 deve essere un 2N2219A o 2218A, che hanno una tensione di lavoro più alta di quella del 2N2219. Inoltre, se si usa il 2N2218A, bisogna cambiare Tr5 e usare un 2N2904, per mantenere una certa eguaglianza del guadagno di corrente.
Se si dispone di un prova transistori, si possono invece scegliere esemplari di 2N2219 per la V_{ceo} di oltre 40 V (il minimo normale è 30 V). Si noti che le uscite verso il preamplificatore e al sintonizzatore devono essere variate, e precisamente a 19,5 V per la versione 3,5 Ω e + 36 V per la versione 15 Ω.
È da attendersi che la distorsione per la versione 3,5 Ω sarà due o tre volte maggiore di quella quotata per la versione 8 Ω, con valori simili o leggermente migliori per la versione 15 Ω. L'autore è del parere, poichè ben pochi altoparlanti, che posseggono il titolo di alta fedeltà, hanno la bobina mobile di 3 Ω, che la versione 3 Ω dell'amplificatore non sia da considerare, se non c'è nulla in contrario per un'altra scelta.

16. - CARATTERISTICHE DELLA VERSIONE 8 Ω

Potenza di uscita (all'inizio della tosatura) 10 W.
Risposta in frequenza: 36 Hz ÷ 54 kHz (— 1 dB); 15 Hz ÷ 92 kHz (— 3 dB).
Larghezza di banda in funzione della potenza: a piena potenza 15 Hz ÷ 30 kHz; — 3 dB(metà potenza) a 60 kHz.
Livello di ronzio — 83 dB relativamente a 10 W.
Livello di rumorosità — 100 dB relativamente a 10 W (trascurando le componenti di ronzio).
Tempo di salita 0,5 μs.
Impedenza d'entrata 50 kΩ.
Sensibilità d'entrata 0,56 V_{eff} per 10 W (guadagno 16); guadagno a circuito aperto 4750.
Riduzione del guadagno con la controreazione — 49,5 dB (297 volte).
Distorsione 0,015% a 1 kHz, uscita 10 W (quasi interamente di 3ª armonica); 0,01% a 2,5 W; 0,005% a 0,35 W.
Separazione dei canali — 43 dB a 20 Hz, crescente oltre — 60 dB a 1 kHz e a frequenze maggiori.

Bibliografia

1) I. L. Linsley-Hood « Semplice amplificatore in classe *A* » - Wireless World, Aprile 1969.
2) I. M. Shaw - « Modifica dello stadio di uscita quasi complementare », Wireless World, giugno 1969. *A.*

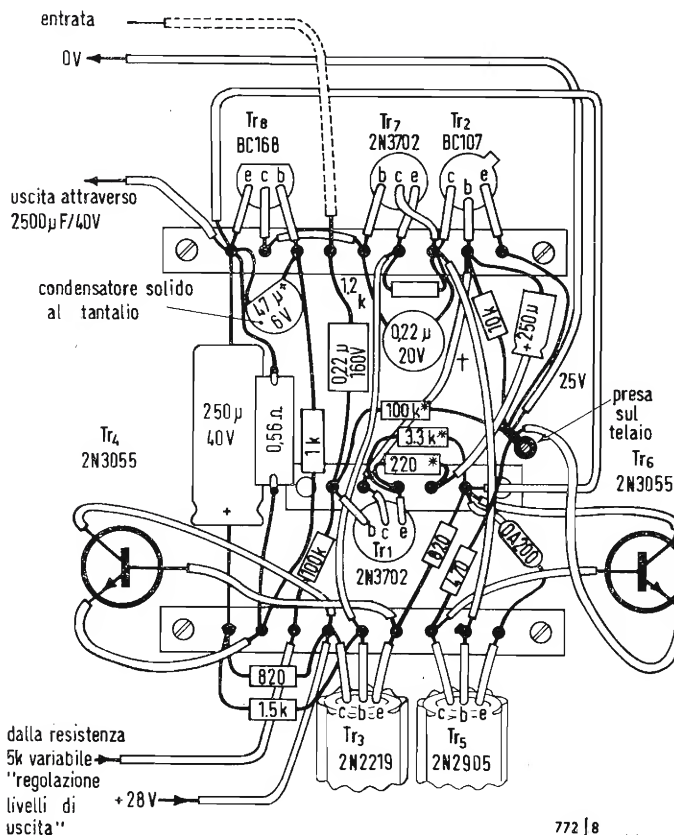



Fig. 8 - Particolare del montaggio in fig. 7. Semiconduttori: Tr1, Tr7 = 2N3702; Tr2, Tr9 = BC107 (per Tr9 si può usare anche un BC108); Tr3 = 2N2219; Tr5 = 2N2905; Tr4, Tr6, Tr11 = 2N3055; Tr10 = 2N3054; Tr8 = BC168 (opp. BC108); D1 = OA200 (opp. H51010, OA202); D2,D3 = RA5310 AF (Radiospares RCE51A, 1N4005, BY103); ZD1 = ZF8,2 (Radiospares « MZ-E8,2 V », Mullard BZY88-C8V2, Texas 1S2068A); Rect 1 = Raddrizzatore a ponte Radiospares REC40; 5A; 200 V.

1011 - Sig. Tacchio Stefano - Andria (Bari).

D. Volendo costruire un amplificatore HI-FI, desidererei lo schema elettrico ed eventualmente quello relativo al circuito stampato, di un amplificatore HI-FI stereo a transistori di qualità semiprofessionale, che abbia; Ingressi diversi: una Potenza di uscita di 10 W indistorti per canale: una risposta lineare dai 20-30 Hz a 20 KHz ± 1 di B: circuiti relativi ad ogni tipo di disturbo: indicazione dell'impedenza di uscita, calcolando che vorrei usare 3 altoparlanti per ogni cassa che coprano l'intera gamma di frequenze date dall'amplificatore.
R. Lo schema di amplificatore HI-FI che Le proponiamo è quello « Voxon H202 ».
Le forniamo la copia fotostatica dell'intero articolo ad esso dedicato dalla Rivista Le Haut-Parleur (n° 1229).
Per eventuali ulteriori schiarimenti e per la ricerca di parti staccate, l'indirizzo cui rivolgersi è;
Magnétic-France - 175, Rue du Temple, Paris 3°. *(a.f.)*

1012 - Sig. P. Vigoriti - Napoli.

D. Sono alla ricerca di uno schema di un preamplificatore HI-FI a transistori dalle seguenti caratteristiche;
1) ingressi multipli equalizzati, testina magnetica, testina piezoelettrica, radio, registratore.
2) impedenza di uscita di 30 kΩ.
3) tensione di uscita circa 1 volt.
4) con transistori al silicio.
5) bassa distorsione.

Nel caso possediate tale schema vi prego cortesemente di volermelo inviare, oppure in mancanza, di segnalarmi qualche indirizzo al quale rivolgermi, affinchè possa rintracciarlo.

R. Il preamplificatore descritto (con schema, dati tecnici e curve caratteristiche) nel n. 7, 1968, a pag. 297 ÷ 300 della nostra rivista, soddisfa completamente le sue esigenze, salvo l'impedenza di uscita di 10 kΩ anzichè 30 kΩ: sostituendo il potenziometro 10 kΩ con uno da 30 kΩ (se ciò è proprio indispensabile) le condizioni dello stadio di uscita non risulteranno apprezzabilmente influenzate. *(a.f.)*

1013 - Sig. R. Donato - Nervi (Genova).

D. Potete fornirmi un elenco degli apparecchi « surplus » menzionati su « l'antenna »?

R. Riguardo gli apparecchi « surplus » possiamo riferire quanto segue.
Dalla rivista « l'antenna »;
N. 2, 1959, pag. 94 - Surplus americano; vari schemi si trovano nei volumetti « Surplus radio » editi a S. Barbara, California (BC221, BC342, BC312, BC348, BC412, BC645, SCR274, SCR 522, TBY, PE103, BC1068, SCR274, 453A, BC454, ARC5, AN/APS13, BC457, GO9/TBW, BC357, BC946B, BC375, TA12 BENDI, AN/ART, AVT11A, AM26/AIC).
N. 3, 1959, pag. 140 e 141 - Ricevitore surplus MARK I (schema e breve descrizione).
N. 5, 1959, pag. 234 e 235 - Surplus. Ricevitore inglese tipo T.R. 1143 (schema e breve descrizione).
N. 7, 1959, pag. 332 - Rice-trasmettitore surplus T.R. 1143 (schema del trasmettitore).
N. 8, 1959, pag. 378 - Rice-trasmettitore surplus T.R. 1143 (schema amplificatori).
N. 10, 1959, pag. 477 - Apparecchi del surplus; il rice-trasmettitore ZC1-MKII (schema e breve descrizione).
N. 12, 1959, pag. 570 - Il ricetrasmettitore 3MK-II.
N. 1, 1960, pag. 44 e 45 - Il ricetrasmettitore 3 MK-II.
N. 3, 1960, pag. 140 e 141 - Il complesso SCR522 (542), BC624 e BC625 Bendix americano. Equivale al TR5043 inglese (notizie generali - schema - breve descrizione).
N. 4, 1960, pag. 189 e 190 - Caratteristiche del materiale surplus americano (gamme di frequenza - numero e tipi di tubi).
N. 6, 1960, pag. 284 e 286 - Id. e fine.
N. 9, 1960, pag. 428 e 429 - Complesso SCR522 (SCR542) - BC624.
N. 10, 1960, pag. 474 e 475 - Surplus BC946B (schema e breve descrizione).
N. 11, 1960, pag. 524 - Ricevitore - trasmettitore SCR543 (schema e breve descrizione).
N. 1, 1961, pag. 44 - Surplus tedesco; Feldfunk Sprecher B e C - Varie.
N. 3, 1961, pag. 140 e 141 - Modifiche da apportare al complesso SCR522 (BC625, BC624) per adattarli alla gamma dei 144 MHz.
N. 4, 1961, pag. 189 - Id per adattare il complesso SCR522 alla gamma dei 114 MHz. Il ricevitore BC624. Surplus WS21 - (Caratteristiche dei tubi).
N. 5, 1961, pag. 135 - Ricevitore surplus italiano OC9 Allocchio Bacchini (schema - descrizione).
N. 7, 1961 - Surplus italiano OC7 Allocchio Bacchini (schema e descrizione).
N. 6, 1961, pag. 284 - A proposito del trasmettitore Bendix TA - 12B.
N. 8, 1961, pag. 381 - Surplus: radioricevitore ARB (Notizie varie).
N. 10, 1961, pag. 472 - Surplus: il ricevitore della Bendix, Radio RA 10 - DB.
N. 11, 1961, pag. 523 - Surplus italiano; ricevitore Safar - tipo 1150M.
N. 12, 1961, pag. 571 - Surplus tedesco (MWE) C (schema).
N. 5, 1962, pag. 289 - Surplus - Ricevitore BC728C americano (schema e commento).
N. 7, 1962, pag. 384 e 385 - Complesso SCR506A (BC625A, BC635A) (schema e commento).
N. 10, 1962, pag. 529 - SCR536 Walckie, Talkie (USA) - (schema e commento).
N. 1, 1963, pag. 44 e 45 - Surplus americano AN/AMT 11 - (schema - commento).
N. 2, 1963, pag. 95 - Surplus WS18 (18M, KI) americano (schemini parziali e disegni costruttivi).
N. 3, 1963, pag. 143 e 144 - Modifiche al ricevitore surplus tedesco FUG16 (schema e commento).
N. 10, 1963, pag. 478 - Surplus tedesco U.K.W. (schema e commento).
N. 2, 1964, pag. 99 - Richiami di apparecchi surplus.
N. 9, 1965, pag. 415 - Si dà il nominativo di editori di manuali relativi al surplus Radio Conversion Manual: il nominativo è; Techno-Graphic Publication Editors and Engineers Ltd, 1300 Kenwood Road, Santa Barbara - California - USA.
N. 11, 1965, pag. 509 - Modifiche al ricevitore BC624 per 144 MHz.
La prospettata ristampa delle caratteristiche di alcuni apparecchi surplus non ha potuto essere effettuata. *(a.n.)*

PER APPARECCHI - STRUMENTI - COMPONENTI RADIO E TELEVISIONE VI INDICHIAMO I SEGUENTI INDIRIZZI

LARIR INTERNATIONAL - Milano
Viale Premuda, 38/A
Tel. 780.730 - 795.762/3

VIA SERBELLONI,1-20122 MILANO
TEL. 799.951 - 799.952 - 799.953

Via B. Marcello, 10 - Tel. 202.250
MILANO
Ampl. Preampl. Alta fedeltà esecuz. impianti.

R. B. ELETTRONICA di R. Barbaglia
Via Carnevali, 107
20158 Milano - Tel. 370.811
Radio e fonografia elettrocoba
Apparecchiature HiFi
elettroniche a transistori

COSTRUZIONI
ELETTROACUSTICHE
DI PRECISIONE

Direzione Commerciale: MILANO
Via Giotto n. 15 - Telefono n. 468.909
Stabil. e Amm.ne: REGGIO EMILIA
V. G. Notari - S. Maurizio - Tel. 40.141

RIEM - MILANO
Via dei Malatesta, 8
Telefono, 40.72.147

SOCIETA' ITALIANA
TELECOMUNICAZIONI
SIEMENS S.p.A.
Sede, direz. gen. e uffici:
20149 MILANO
P.le Zavattari, 12 - Tel. 4388

AUTORADIO
TELEVISORI
RADIOGRAMMOFONI
RADIO A TRANSISTOR

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981
Telefono 83[illegible].091
Televisori, Radio, Autoradio

C.G.E. - Milano
Radio Televisione
Via Bergognone, 34
Telefono 42.42

CONDOR - Milano
Via Ugo Bassi, 23-A
Tel. 600.628 - 694.267

TRANSISTORS
STABILIZZATORI TV

Soc. in nome coll.
di Gino da Ros & C.
Via L. Cadorna
VIMODRONE (Milano)
Tel. 25.00.263 - 25.00.086 - 25.01.209

DU MONT

Radio and Television - S.p.A. Italiana
80122 - NAPOLI
Via Nevio, 102 d - Tel. 303500

EUROPHON - Milano
Via Mecenate, 86
Telefono 717.192

FARET - VOXSON - Roma
Via di Tor Corvara, 286
Tel. 279.951 - 27.92.407 - 27.90.52

MANCINI - Milano
Via Lovanio, 5
Radio, TV, Giradischi

MINERVA - Milano
Viale Liguria, 26
Telefono 850.389

NAONIS
INDUSTRIE A. ZANUSSI S.P.A. - PORDENONE
lavatrici televisori frigoriferi cucine

PHONOLA - Milano
Via Montenapoleone, 10
Telefono 70.87.81

RADIOMARELLI - Milano
Corso Venezia, 51
Telefono 705.541

ROBERT BOSCH S.p.A. - Milano
Via Petitti, 15
Autoradio Blaupunkt

Milano - Via Stendhal 45
Telefono 4225911
Televisori componenti radio

ELECTRONICS
Fono - Radio
Mangiadischi
Complessi stereofonici
LECCO
Via Belvedere, 48
Tel. 27388

ULTRAVOX - Milano
Viale Puglie, 15
Telefono 54.61.351

Televisori in bianco e nero
Radio-Fono HI-FI
ELETTRONICA MONTAGNI
Viale Cadorna, 44 - **Firenze**
Tel. 472.959 - 593.752

BOBINATRICI

PARAVICINI - Milano
Via Nerino, 8
Telefono 803.426

CONDENSATORI

DUCATI ELETTROT. MICROFARAD
Bologna
Tel. 400.312 (15 linee) - Cas. Post. 588

ICAR - MILANO
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

GIOGHI DI DEFLESSIONE TRASFORMATORI DI RIGA E.A.T. TRASFORMATORI

C E A - Elettronica

GROPELLO CAIROLI (Pavia)

Via G. B. Zanotti

Telefono 85 114

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

LARE - Cologno Monzese (Milano)

Via Piemonte, 21

Telefono 2391 (da Milano 912-2391)

Laboratorio avvolgim. radio elettrici

GIRADISCHI AMPLIFICATORI ALTOPARLANTI E MICROFONI

LENCO ITALIANA S.p.A.

Osimo (Ancona)

Via del Guazzatorre, 225

Giradischi - Fonovalige

PHILIPS - Milano

Piazza IV Novembre, 6 - Tel. 69.94

Giradischi

COSTRUZIONI ELETTROACUSTICHE DI PRECISIONE

Direzione Commerciale: MILANO
Via Giotto n. 15 - Telefono n. 468.909
Stabilim. e Amm.ne: REGGIO EMILIA
V. G. Notari - S. Maurizio - Tel. 40.141

RIEM - Milano
Via dei Malatesta, 8
Telefono, 40.72.147

SOCIETA' ITALIANA TELECOMUNICAZIONI SIEMENS S. p. A.

Sede, direz. gen. e uffici:
20149 MILANO
P.le Zavattari, 12 - Tel. 4388

GRUPPI DI A. F.

LARES - Componenti Elettronici S.p.A.
Paderno Dugnano (Milano)
Via Roma, 92

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3
Telefono 69.94

RICAGNI - Milano
Via Mecenate, 71
Tel. 504.002 - 504.008

POTENZIOMETRI

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

LIAR - Milano

Via Marco Agrate, 43

Tel. 530.273 - 530.873 - 530.924

RESISTENZE

Re. Co. S.a.s. FABB. RESISTENZE E CONDENSATORI

Riviera d'Adda (Bergamo)

RAPPRESENTANZE ESTERE

Ing. S. e Dr. GUIDO BELOTTI - Milano

Piazza Trento, 8 - Tel. 542.051/2/3

Strumenti di misura

Agenti per l'Italia delle Ditte: Weston - General Radio - Sangamo Electric - Evershed & Vignoles - Tinaley Co.

LARIR INTERNATIONAL - Milano

Viale Premuda, 38/A
Tel. 780.730 - 795.762/3

SILVERSTAR - Milano

Via dei Gracchi, 20
Tel. 46.96.551

SIPREL - Milano

Via S. Simpliciano 2 - Tel. 861.096/7

Complessi cambiadischi Garrard, valigie grammofoniche Suprovox

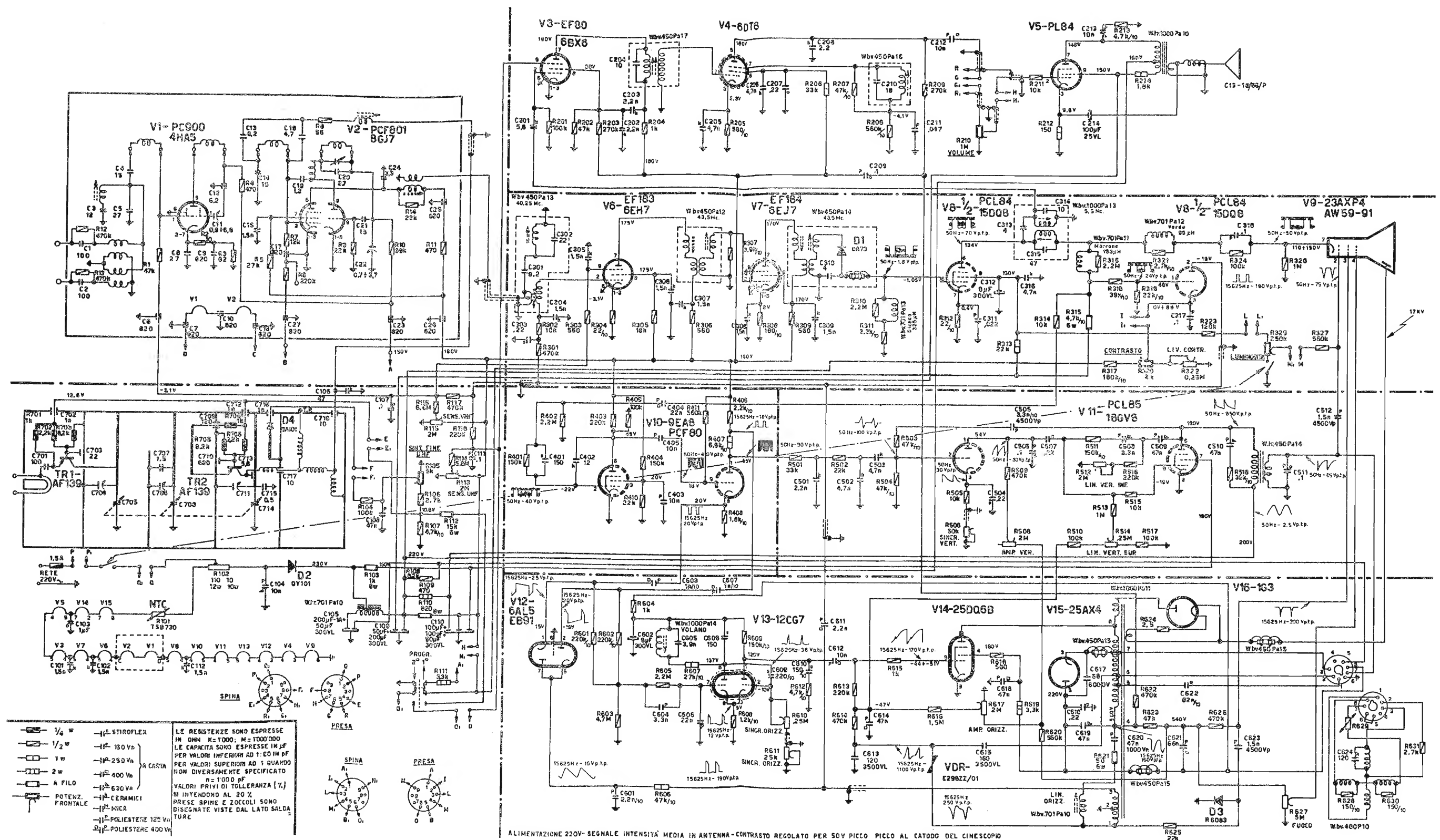
STABILIZZATORI DI TENSIONE

LARE - Cologno Monzese (Milano)
Via Piemonte, 21
Telefono 2391 (da Milano 912-239)
Laboratorio avolgim. radio elettrico

Tecnologia
di domani per oggi
Tre nuovi circuiti integrati
per la televisione e la radio
I laboratori di ricerca della SGS hanno rea-
lizzato circuiti integrati monolitici appositamente
progettati per la radio e la televisione:
TAA 611 Amplificatore di bassa frequenza che com-
prende tutti gli stadi, dal preamplificatore
allo stadio finale di potenza a simmetria quasi
complementare. Può funzionare con tensioni
di alimentazione da 4 o 15 V. Potenza di uscita
fino a 3,3 W.
TAA 621 Amplificatore di bassa frequenza. Può funzio-
nare con tensioni di alimentazione da 12 a 27 V.
Può fornire una potenza di 4 W con una
bassa distorsione di cross-over.
TAA 661 Amplificatore di media frequenza e limitatore,
con discriminatore a coincidenza e regolatore
di tensione. Può essere usato con tensioni di
alimentazione da 6 a 15 V. Il suo impiego
permette di eliminare il trasformatore
del discriminatore.
Essi sono montati in contenitore "split-dip,"
plastico a 14 terminali; il TAA 611 e il TAA 621
hanno lo speciale dissipatore, studiato dalla SGS.
In alto:
reattore epitassiale
Contenitore
con dissipatore speciale
Di fianco:
microfotografie (x 35)
dei circuiti integrati
TAA 611, TAA 621, TAA 661
ITALIA
INGHILTERRA
FRANCIA
GERMANIA
SVEZIA
SINGAPORE
SGS
SOCIETÀ
GENERALE
SEMICONDUTTORI
AGRATE, MILANO
Scuola Politecnica di Design, Novara

TELEVISORE

WESTINGHOUSE

Mod. 1010 - T 23

Schema elettrico del ricevitore di TV WESTINGHOUSE mod. 1010 - T 23